

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



**Grado en Ingeniería en Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación**

TRABAJO FIN DE GRADO

**DISEÑO DE AGRUPACIONES PLANAS CON RED
CORPORATIVA EN SIW**

Autor: Eduardo García Marín

Tutor: José Luis Masa Campos

JULIO 2014

DISEÑO DE AGRUPACIONES PLANAS CON RED CORPORATIVA EN SIW

Autor: Eduardo García Marín

Tutor: José Luis Masa Campos

**Grupo de Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas
(RFCAS)**

Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Julio 2014



RESUMEN

El presente documento versa sobre el trabajo de diseño, simulación, construcción y medida de una agrupación radiante bidimensional, operante en la banda Ku de frecuencias, con polarización lineal y apoyada sobre tecnología de guía de onda impresa (SIW). Su principal característica es el uso de una red de alimentación de tipo corporativo en su totalidad, frente a otros diseños donde esta topología se combina con estructuras de tipo serie. La antena planteada podría tener aplicación en sistemas de comunicación por satélite o de radiolocalización.

Inicialmente se ha contemplado el empleo de ranuras como elementos radiantes, diseñando primero una red de alimentación de tipo paralelo. Sin embargo, las fuertes restricciones de separación entre los elementos, impuestas para obtener un buen comportamiento en radiación, han obligado a cambiar a una conformación de elementos de tipo parche. Concretamente, se ha recurrido a la tecnología de parches apilados, buscando un ancho de banda mayor en la estructura global. Para excitarlos, se ha desarrollado una red de alimentación de tipo corporativo en tecnología SIW, alimentada en su punto central por cable coaxial. Las reducidas dimensiones del diseño final permiten un diagrama de radiación con un buen nivel de lóbulos, aunque contribuyen a un menor ancho de banda en adaptación.

Tras la fase de diseño y simulación, se ha procedido a construir y medir la antena propuesta. Los resultados muestran un desplazamiento de la frecuencia de resonancia, debido a las complicaciones estructurales inherentes a un diseño multicapa. Con esta salvedad, el resto de mediciones han resultado en general satisfactorias y próximas a los resultados obtenidos en la fase de simulación.

PALABRAS CLAVE

Antena, red corporativa, red paralelo, guía de onda, SIW, vías de adaptación, ranura, parche, polarización lineal, lóbulos de difracción, adaptación, coaxial.

ABSTRACT

This document is about the process of design, simulation, manufacturing and measurement of a Ku-band, linearly polarized planar array. The proposed antenna is to be fed through a substrate integrated waveguide (SIW) corporate network. This is a novelty, since previous work utilized a combination of both series and corporate topologies. An antenna like the proposed one could have practical application in satellite communication and radar systems.

In the beginning, the radiating elements are to be slots, whose feeding network is designed. Strong spatial constraints exist in order to achieve a good far-field pattern in terms of sidelobe level. The slot array failed to fulfill these requisites, and hence a stacked-patch antenna is proposed. Its SIW-feeding network is also designed, with a coaxial probe placed in the center. Due to the small size of the structure, the achieved bandwidth is reduced, but on the other hand a better sidelobe level is obtained.

Design and simulation phases are followed by the manufacturing and measurement of the proposed antenna. The results show a resonance frequency shift, caused by structural issues typical of multilayer designs. Apart from that, the measurements are satisfactory and show a strong resemblance to the simulated results.

KEYWORDS

Antenna, corporate-feed network, parallel network , waveguide, SIW, tuning vias, slot, patch, linear polarization, grating lobes, adaptation, coaxial.

AGRADECIMIENTOS

Tantas son las horas dedicadas a este trabajo como personas a quien agradecerse. Pero la gratitud se demuestra en el día a día, por lo que a esta página del documento debe dársele la trascendencia justa y necesaria.

Aun así, no quiero dejar de dar las gracias a mi tutor, por concederme la oportunidad de realizar este trabajo y dedicarle el tiempo y las ganas que le ha dedicado.

Por supuesto, debo agradecer a los dos compañeros más cercanos durante esta travesía las horas compartiendo compañía, conversación, café, música, e incluso trabajo. Hemos convertido el laboratorio en una segunda casa.

En general, quiero agradecer al grupo completo de RFCAS (alumnos, profesores y *fans*) el buen ambiente creado, pues es un empujón enorme a la hora de trabajar. Concretamente, el inquilino del laboratorio de enfrente merece mi reconocimiento, por su paciencia y voluntad de ayudar.

También doy mil gracias a los amigos y compañeros de clase (y de fuera de clase), que convierten la hora de la comida en un remanso de paz (y de locura, paradójicamente). Uno no vendría (¿iría? ¿Dónde estoy?) todos los días a la Escuela si no le estuvieran esperando estas personas para desayunar, tomar el sol, chutar el balón, resolver ejercicios, o simplemente, conversar. Esas pequeñas cosas que constituyen la Universidad.

Gracias también al lector interesado. Y al lector a secas. Que las palabras no se las lleve el viento es reconfortante.

Por último y no por ello menos importante, dar las gracias a mis padres, por la sencilla razón física de que sin ellos no existiría. Literalmente.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1.	INTRODUCCIÓN	1
1.1.	Motivación.....	1
1.2.	Objetivos	1
1.3.	Organización de la memoria	2
2.	ESTADO DEL ARTE.....	3
2.1.	Definición y características de una antena	3
2.1.1.	Parámetros básicos de una antena	3
2.2.	Tipos de antenas	9
2.2.1.	Antenas de ranura.....	10
2.2.2.	Antenas de parche	13
2.2.3.	Arrays.....	16
2.3.	Red de alimentación	18
2.3.1.	Tipos	18
2.3.2.	Tecnologías.....	20
3.	DISEÑO	21
3.1	Consideraciones previas.....	21
3.1.1.	Separación entre elementos radiantes	21
3.1.2.	Polarización.....	21
3.1.3.	Fase de iluminación	22
3.2	Red de alimentación.....	24
3.3.	Antena de ranuras	26
3.3.1.	Divisor de potencia en T.....	27
3.3.2.	Codo.....	28
3.3.3.	Estructura completa.....	29
3.4.	Antena de parches con guía de 6,5 mm.....	32
3.4.1.	Elemento unitario	32
3.4.2.	Array de parches	40
3.5.	Antena de parches con guía de 5 mm.....	44
3.5.1.	Red de alimentación.....	44
3.5.2.	Elemento unitario	44
3.5.3.	Array de parches	47
4.	CONSTRUCCIÓN Y MEDIDA	55

4.1.	Consideraciones previas.....	55
4.2.	Resultados experimentales	56
4.2.1.	Adaptación.....	56
4.2.2.	Ganancia y eficiencia de radiación	59
4.2.3.	Diagrama de radiación.....	60
5.	CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	63
5.1.	Conclusiones.....	63
5.2.	Trabajo futuro.....	63
	BIBLIOGRAFÍA	65
	Anexo A. TIEMPOS DE DESARROLLO	i
	Anexo B. SOFTWARE	iii
	CST Microwave Studio	iii
	Advanced Design System (ADS).....	iii
	Anexo C. CONSTRUCCIÓN	v
	Preparación	v
	Construcción de los circuitos en la fresadora	v
	Colocación de las vías.....	vi
	Colocación del conector y soldaduras	viii
	Anexo D. MEDIDA	xi
	Medida de parámetros S	xi
	Medida de la ganancia.....	xii
	Medida del diagrama de radiación	xiii

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1. Sistema de coordenadas esféricas.....	5
Figura 2.2. Diagrama de radiación del plano E.....	5
Figura 2.3. Diagrama de radiación del plano H.....	6
Figura 2.4. Distintos tipos de polarización de un campo. Fuente: http://www.blazelabs.com/	6
Figura 2.5. Vectores unitarios θ y ϕ para $\phi = 0^\circ$	7
Figura 2.6. Vectores unitarios θ y ϕ para $\phi = 90^\circ$	7
Figura 2.7. Componente copolar: E_θ	8
Figura 2.8. Componente contrapolar: E_ϕ	8
Figura 2.9. Diagrama directivo frente a diagrama isotrópico.....	9
Figura 2.10. Ranura sobre plano metálico infinito, alimentada en su centro por una fuente de tensión.....	10
Figura 2.11. Diagrama de una ranura horizontal sobre plano de masa infinito (izquierda) y diagrama de un dipolo plano en un entorno de aire (derecha).....	10
Figura 2.12. Diagrama de radiación de una ranura vertical sobre plano de masa infinito.....	11
Figura 2.13. Ranura en un tramo de guía de onda.....	12
Figura 2.14. Densidad de corriente superficial en las paredes de un tramo de guía de onda con una ranura.....	12
Figura 2.15. Parche rectangular.	13
Figura 2.16. Parche rectangular alimentado mediante línea microstrip (izquierda) y parche rectangular alimentado por sonda coaxial vertical (derecha).	13
Figura 2.17. Cavity formada por el parche y el plano de masa (paredes metálicas) y cuatro ranuras verticales (paredes magnéticas).	14
Figura 2.18. Líneas del campo TM_{100} en la cavity formada por el parche.	14
Figura 2.19. Diagrama de radiación del parche rectangular en el plano E ($\phi = 0^\circ$, izda) y el plano H ($\phi = 90^\circ$, dcha).	15
Figura 2.20. Diagrama de radiación del parche circular en el plano E ($\phi = 0^\circ$, izda) y el plano H ($\phi = 90^\circ$, dcha).	15
Figura 2.21. Very Large Array de reflectores en Nuevo México, EEUU (izda; fuente: www.upv.es) y array lineal de parches (dcha).	16
Figura 2.22. Array lineal de N elementos, separados por igual por una distancia d.....	16
Figura 2.23. Representación del margen visible en el factor de array. Fuente: http://ocw.upm.es	17

Figura 2.24. Array bidimensional, cuyo elemento unitario es una fila de N elementos.....	18
Figura 2.25. Antena de ranuras alimentada en serie.....	18
Figura 2.26. Desapuntamiento del haz principal en función de la frecuencia [10].	19
Figura 2.27. Array bidimensional, cuyos elementos radiantes están alimentados en serie. Cada una de las filas se conecta a una red de distribución tipo paralelo. ...	19
Figura 2.28. Estructura SIW (diagrama extraído de [12]).	20
Figura 3.1. Polarización lineal de una ranura excitada por el modo TE ₁₀	21
Figura 3.2. Vista cenital de un array de 2x2 ranuras alimentadas por guía de onda.....	22
Figura 3.3. Polarización del campo radiado por el array anterior.	23
Figura 3.4. Componente copolar del plano E de radiación correspondiente a la antena de la figura 3.4.....	23
Figura 3.5. Sección de una guía de onda rectangular	24
Figura 3.6. Modelo simplificado de una terminación de guía de onda.	25
Figura 3.7. Guía de onda terminada en carga de impedancia infinita (circuito abierto).	25
Figura 3.8. Transformador $\lambda/4$	25
Figura 3.9. Propuesta de diseño para el array 2x2 de ranuras.....	26
Figura 3.10. Divisor de potencia en T.	27
Figura 3.11. Reflexión para distintas posiciones de la vía adaptadora.	27
Figura 3.12. Codo achaflanado y sus principales características.....	28
Figura 3.13. Reflexión para distintas anchuras del chaflán.	28
Figura 3.14. Vista cenital de la mitad de la antena.	29
Figura 3.15. Nueva propuesta para la red de alimentación de la antena.	29
Figura 3.16. Reflexión del doble codo “silla”	30
Figura 3.17. Reflexión de la estructura completa, con los codos “silla” incluidos.	30
Figura 3.18. Distancia entre dos de los puertos que alimentarán a las ranuras...31	31
Figura 3.19. Visión general de la sonda coaxial que alimenta al parche inferior. 33	33
Figura 3.20. Corte y vista inferior del elemento unitario con un plano de masa de 1 mm de espesor.	33
Figura 3.21. Dimensiones que logran una buena respuesta en adaptación. Los sustratos dieléctricos y el <i>foam</i> están ocultos para una correcta visualización.....	34
Figura 3.22. Circuito confeccionado en ADS para conocer la reflexión real, sin el plano de masa ficticio de 1 mm usado en CST.....	34

Figura 3.23. Adaptación obtenida en CST (arriba) y en ADS (abajo).....	34
Figura 3.24. Vista de la apertura en el plano de masa (en azul).	35
Figura 3.25. Adaptación en función del radio de la apertura en el plano de masa.	35
Figura 3.26. Adaptación en función de la distancia al corto, calculada como $\lambda g/4 + \Delta C_{corto}$	36
Figura 3.27. Elemento unitario con paredes metálicas hasta la altura de los parches inferiores.....	36
Figura 3.28. Respuesta en adaptación del elemento unitario con las paredes de la SIW atravesando el sustrato del parche inferior (izda) y sin atravesarlo (dcha).....	37
Figura 3.29. Tramo de SIW subyacente al parche.	38
Figura 3.30. Parche alimentado mediante SIW. Se ha ocultado el plano de masa para mejor visibilidad.	38
Figura 3.31. Respuesta en reflexión del parche sobre SIW.....	38
Figura 3.32. Diagrama de radiación del elemento unitario en el plano E (arriba) y plano H (abajo). Se muestra en ambos casos la componente copolar.	39
Figura 3.33. Componentes (normalizadas) copolar y contrapolar del elemento unitario en el plano H.....	39
Figura 3.34. Red de alimentación en guía de onda, con forma de H.....	40
Figura 3.35. Respuesta en reflexión (arriba) y en transmisión de la red de la Figura 3.34.....	40
Figura 3.36. Red de alimentación con forma de H. La pared de la guía del parche está muy próxima a la pared de la guía de la entrada a la red de alimentación, dejando poco margen para aproximarlos.	41
Figura 3.37. Vista superior de la red de alimentación alimentada por sonda coaxial.....	41
Figura 3.38. Detalle de la sonda coaxial que alimenta la red.	41
Figura 3.39. Respuesta en reflexión (arriba) y transmisión de la red de la Figura 3.37.....	42
Figura 3.40. Adaptación del array de parches, con la red de alimentación de la Figura 3.37.....	42
Figura 3.41. Distribución inicial de los parches y diagrama de radiación (copolar plano E) obtenido.	43
Figura 3.42. Distribución con parches acercados y diagrama de radiación (copolar plano E).	43
Figura 3.43. Comportamiento en reflexión (arriba) y transmisión (abajo) de la red de alimentación en SIW.....	44
Figura 3.44. Elemento unitario alimentado con guía de 5 mm de ancho.	45
Figura 3.45. Diagramas de radiación del elemento unitario, en el plano E (arriba) y plano H. Se muestra la componente copolar.	45

Figura 3.46. Diagrama de radiación en el plano E (arriba) y plano H (abajo), estimado con la herramienta del CST, del array de 2x2 parches como el presentado. Se representa sólo la componente copolar.....	46
Figura 3.47. Nivel de contrapolar en el plano H del array de 2x2 parches simulado.....	46
Figura 3.48. Adaptación del elemento unitario.....	47
Figura 3.49. Vista general de la antena antes y después de aproximar los parches.....	47
Figura 3.50. Vías sometidas a variaciones en su ubicación.....	48
Figura 3.51. Comportamiento en carta de Smith de la adaptación de la antena, en función de la posición de los distintos postes metálicos.....	49
Figura 3.52. Vista en perspectiva del modelo final de la antena.....	50
Figura 3.53. Detalle de la sección del alma del coaxial en el interior del sustrato de la SIW.....	51
Figura 3.54. Adaptación de la antena final diseñada.....	51
Figura 3.55. Componente copolar (arriba) y contrapolar (abajo) en el plano E (izda) y plano H (dcha).....	52
Figura 3.56. Asimetría de la vía de alimentación del parche respecto al plano E.....	53
Figura 4.1. Elementos de la antena con fines mecánicos.....	55
Figura 4.2. Vista superior e inferior, respectivamente, de la antena construida.....	56
Figura 4.3. Adaptación medida de la antena construida.....	57
Figura 4.4. Variación de la frecuencia de resonancia con respecto al gap de aire.....	57
Figura 4.5. Adaptación en función de la variación del espesor de los sustratos de los parches, para un gap de aire de 0,2 mm entre la SIW y los parches inferiores, y entre éstos y los superiores.....	58
Figura 4.6. Adaptación: sin <i>foam</i> ni parches superiores (arriba izda), con los parches superiores boca abajo (arriba dcha), con 2 mm de <i>foam</i> y los parches superiores boca arriba (abajo izda), y con 2 mm de <i>foam</i> y los parches superiores boca abajo (abajo dcha).....	58
Figura 4.7. Parámetros de transmisión medidos de la antena (arriba) y ganancia medida de la antena (abajo).....	59
Figura 4.8. Diagrama de radiación simulado en el plano E (izda) y en el plano H (dcha).....	60
Figura 4.9. Diagrama de radiación medido en el plano E (izquierda) y en el plano H (derecha).....	60
Figura 4.10. Diagrama de radiación medido en el plano E (arriba) y plano H (abajo), a la frecuencia de resonancia 18,16 GHz y normalizado al máximo de la componente copolar.....	61

1. INTRODUCCIÓN

1.1. Motivación

La tecnología de circuitos impresos permite la fabricación de elementos radiantes a gran escala y bajo coste, con una gran facilidad de integración en sistemas de transmisión y recepción. Además, propicia la construcción de agrupaciones de varias antenas, que cuentan con mayores prestaciones que los elementos unitarios. Estas agrupaciones permiten satisfacer con mayor completitud las necesidades del sistema, pues cuentan con una gran versatilidad, debida en gran parte a la red de alimentación, que juega un papel determinante en el comportamiento global de la antena. Ajustando debidamente la excitación de cada elemento unitario, se puede variar la dirección de apuntamiento de la antena o el nivel de lóbulos secundarios, lo cual puede resultar interesante en aplicaciones como la comunicación vía satélite. En este tipo de sistemas, es también primordial contar con un bajo nivel de pérdidas, para lo cual se suele recurrir a sistemas de guía de onda. Sin embargo, esta tecnología resulta cara, pesada y difícil de manufacturar. Como alternativa, se viene utilizando en los últimos años la guía de onda sobre sustrato impreso (SIW), que combina las ventajas de la tecnología impresa con las bajas pérdidas de la guía de onda.

1.2. Objetivos

El objetivo del presente trabajo es el diseño de un sistema radiante, operativo en la banda Ku de frecuencias (12-18 GHz) y con potencial aplicación en sistemas de comunicación por satélite. En este marco, existen requisitos de alta ganancia, bajas pérdidas, gran ancho de banda, dimensiones reducidas y lóbulos secundarios bajos, que entran en conflicto entre sí, exigiendo una solución de compromiso.

Concretamente, se desarrollará un sistema basado en tecnología SIW, para obtener un sistema con bajas pérdidas. La principal novedad de la antena planteada consiste en que la red de alimentación tendrá en su totalidad una topología de tipo corporativo o paralelo. Estas estructuras suelen ocupar mayor espacio que las redes tipo serie, pero a cambio proporcionan prestaciones mayores en cuanto a diagrama de radiación se refiere. El trabajo supone una continuación del trabajo ya realizado en el grupo de Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS), donde hasta el momento se han empleado topologías tipo serie, o una combinación serie-paralelo. Las estructuras serie han provocado un cierto desapuntamiento del diagrama de la antena, problema que no afecta a las redes corporativas. Se estudiará la viabilidad de usar íntegramente este tipo de red.

Por su lado, se valorará la posibilidad de que el elemento radiante sea tanto de tipo ranura como parche. En un principio, el diseño consistirá en un array de 2 filas de 2 elementos radiantes cada una, radiando con polarización lineal a una frecuencia de trabajo de 17 GHz, en la banda desde 16,3 GHz hasta 17,7 GHz.

Si fuera posible, se construirá la antena diseñada, a ser posible de manera íntegra en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior (EPS) de la Universidad Autónoma de Madrid (UAM). Esto permitiría realizar medidas de la antena construida y compararlas con las simulaciones, para afianzarlas.

1.3. Organización de la memoria

Este documento sigue la organización que queda descrita a continuación:

- Capítulo 1. Motivación, objetivos y organización de la memoria.
- Capítulo 2. Estado del arte. Definición de las antenas y sus principales características. Descripción de las principales topologías y tecnologías de redes de alimentación.
- Capítulo 3. Diseño de la antena. Consideraciones previas, desarrollo de la antena con ranuras, y proceso de diseño de la antena de parches.
- Capítulo 4. Construcción de la antena y análisis de los resultados derivados de su medida.
- Capítulo 5. Conclusiones y líneas de trabajo a seguir en el futuro.

2. ESTADO DEL ARTE

2.1. Definición y características de una antena

Una antena es un dispositivo metálico capaz de radiar y recibir ondas de radio electromagnéticas, y que además adapta la salida del transmisor o la entrada del receptor al medio. La antena se diseña para que dichas ondas oscilen a una determinada frecuencia, que encuadrará la antena en una cierta banda de trabajo. La banda más común son las microondas, que abarcan desde los 300 MHz hasta los 300 GHz. Esta banda está subdividida en otras menores, cuyos nombres comenzaron a acuñarse desde primera mitad del siglo XX:

Banda	Frecuencia	Longitud onda
L	1 - 2 GHz	30 – 15 cm
S	2 - 4 GHz	15 – 7.5 cm
C	4 – 8 GHz	7.5 – 3.75 cm
X	8 – 12.4 GHz	3.75 – 2.42 cm
Ku	12.4 – 18 GHz	2.42 – 1.66 cm
K	18 – 26.5 GHz	1.66 – 1.11 cm
Ka	26.5 – 40 GHz	11.1 – 7.5 mm
mm	40 – 300 GHz	7.5 – 1 mm

Tabla 2.1. Nombres y frecuencias de las bandas de microondas.

2.1.1. Parámetros básicos de una antena

Existen una serie de parámetros que se definen y miden siguiendo el estándar IEEE 145-1973. Hay parámetros de carácter circuital, como la impedancia o el coeficiente de reflexión, y otros de naturaleza direccional, y que dependen del ángulo de observación, como por ejemplo la directividad o el diagrama de radiación.

2.1.1.1. Coeficiente de reflexión

En una línea de transmisión de impedancia de entrada Z_A e impedancia característica Z_0 , se define el coeficiente de reflexión a la entrada como:

$$\rho_A = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.1)$$

Nos da una idea de la parte de onda incidente en el circuito que se ve reflejada. No cabe confundirlo con el coeficiente de adaptación a la entrada, definido como:

$$\Gamma_A = \frac{Z_A - Z_g^*}{Z_A + Z_g} \quad (2.2)$$

Este parámetro nos informa de lo bien adaptado que está nuestro circuito. Dicho de otra manera: lo bien que aprovecha la potencia entregada por el generador. Si

$\Gamma_A = 0$, existe adaptación de impedancias, con lo cual tenemos máxima transferencia de potencia.

Es importante recalcar que la existencia de adaptación en nuestro circuito no necesariamente implica ausencia de onda reflejada. Sucede de igual manera a la inversa: la reflexión nula no supone adaptación de impedancias.

En una red más compleja que el circuito inicial, con n puertas distintas, el análisis no es tan inmediato. Se pueden definir en cada puerta una onda de potencia incidente, a_k , y una onda de potencia reflejada, b_k .

$$a_k = \frac{v_k + i_k Z_{0k}}{\sqrt{8Z_{0k}}} \quad (2.3)$$

$$b_k = \frac{v_k - i_k Z_{0k}}{\sqrt{8Z_{0k}}} \quad (2.4)$$

Donde v_k es la tensión en la puerta k , i_k la corriente entrante al circuito en la puerta k , y Z_{0k} la impedancia de referencia de la puerta k .

Estas ondas de potencia quedarán relacionadas mediante la conocida como matriz de parámetros S .

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \dots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

De esta definición, se deduce que

$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_k=0, k \neq i} \quad (2.6)$$

Para conseguir que las ondas incidentes $a_k = 0$, $k \neq i$ sean nulas, sencillamente tenemos que cargar cada una de las puertas con su impedancia de referencia, Z_{0k} .

Hecha esta suposición, podemos asociar un significado físico a los parámetros S :

$$|S_{ii}|^2 = \frac{\text{Potencia reflejada en la puerta } i}{\text{Potencia disponible del generador en la puerta } i}$$

$$|S_{ji}|^2 = \frac{\text{Potencia entregada a la carga de la puerta } j}{\text{Potencia disponible del generador en la puerta } i}, j \neq i$$

Así pues, llamamos coeficientes de reflexión a los S_{ii} , y coeficientes de transmisión a los S_{ji} . Están directamente asociados a las pérdidas de retorno y las pérdidas de inserción, respectivamente. Es importante señalar que, si bien S_{ii} y ρ_A son homónimos, no necesariamente son lo mismo. S_{11} es igual al coeficiente de reflexión ρ visto en la puerta 1 sólo en caso de que el resto de puertas estén cargadas con sus respectivas impedancias de referencia.

2.1.1.2. Diagrama de radiación

Para el análisis de radiación de la antena, se recurre a un sistema de coordenadas esféricas, como el siguiente:

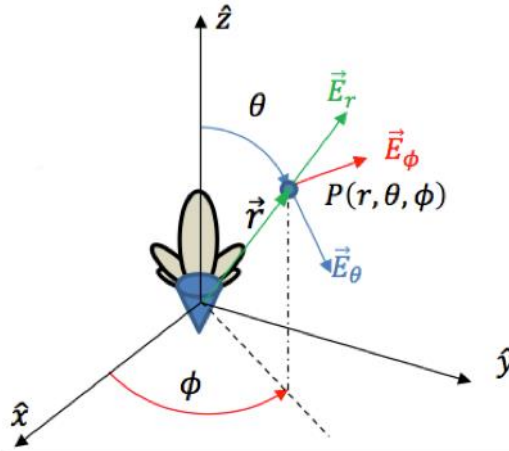


Figura 2.1. Sistema de coordenadas esféricas.

El campo eléctrico radiado se define de acuerdo a este sistema. El diagrama de radiación es la representación visual de las características de radiación de la antena, en función de las coordenadas angulares θ ó ϕ . Este diagrama es tridimensional, pero es frecuente presentar cortes o planos del mismo, para apreciar mejor parámetros como el nivel de los lóbulos secundarios, o el ancho del haz principal. Lo más normal es situar la antena en el plano XY, de forma que la dirección de apuntamiento sea según z. De esta manera, podemos representar cortes de $\phi = cte$ y θ variando. Dichos cortes pueden servirse de un sistema de coordenadas polares o cartesianas.

En el caso de antenas directivas y polarización lineal, basta con conocer el diagrama de radiación en los dos planos principales $\phi = 0$ y $\phi = 90^\circ$:

-Plano E. Contiene el vector del campo eléctrico \vec{E} y la dirección de máxima radiación, que en este ejemplo es según z, es decir, $\theta = 0^\circ$.

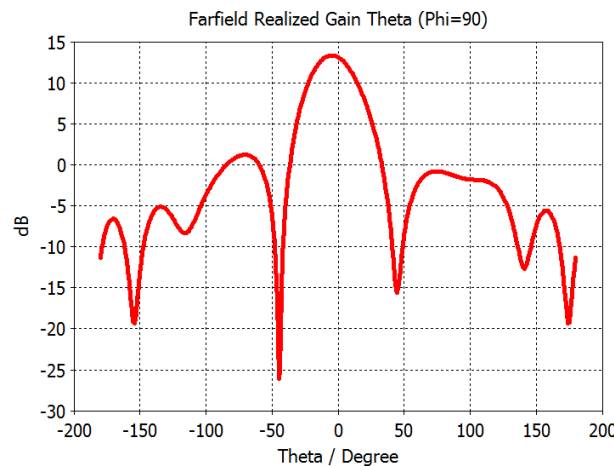


Figura 2.2. Diagrama de radiación del plano E.

-Plano H. Contiene el vector del campo magnético \vec{H} y la dirección de máxima radiación.

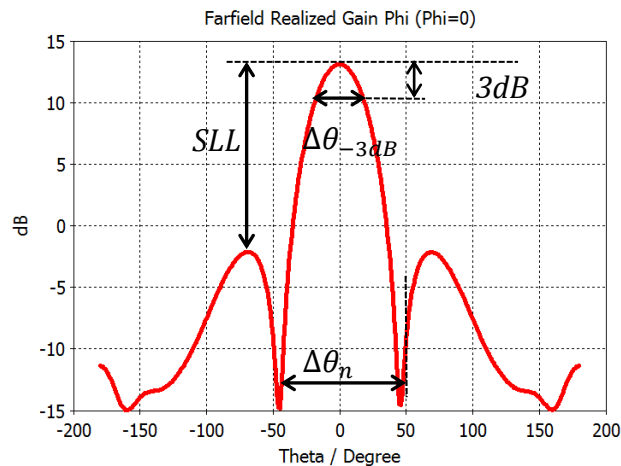


Figura 2.3. Diagrama de radiación del plano H.

En estos diagramas, existe una serie de elementos sobre los que hay que poner el foco de atención. Los dos más importantes son:

-Ancho de haz ($\Delta\theta$). Puede medirse en una caída de 3 dB respecto del máximo ($\Delta\theta_{-3dB}$), o bien entre nulos ($\Delta\theta_n$). Cuanto más estrecho es, más directiva será la antena.

-Nivel de lóbulos secundarios (*Side Lobe Level*, SLL). Mide la relación de potencia que hay entre el máximo (el lóbulo principal) y los lóbulos laterales. Interesa que sea lo más pequeño posible, pues lóbulos secundarios elevados pueden producir interferencias.

2.1.1.3. Polarización. Componentes copolar y contrapolar.

La polarización del campo radiado por la antena se define como la figura que traza el extremo del vector del campo en función del tiempo, para una dirección fija, así como el sentido de giro de dicho extremo. Se supone que la polarización es vista por un observador desde la antena.

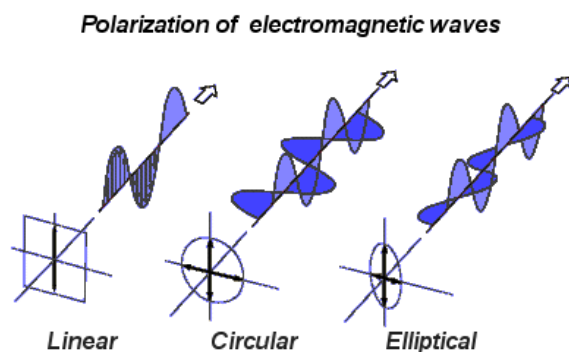


Figura 2.4. Distintos tipos de polarización de un campo. Fuente: <http://www.blazelabs.com/>

La figura trazada es en general una elipse, que bajo ciertas condiciones puede derivar en una línea recta o en una circunferencia. Estos casos en la práctica no tienen lugar; la polarización siempre es elíptica, aunque sea ligeramente. Por tanto,

si por ejemplo diseñamos un sistema con polarización lineal (que será la componente deseada o componente copolar), existirá siempre una cierta componente indeseada del campo, que denominamos contrapolar. El objetivo es que el nivel de esta componente contrapolar sea lo menor posible.

Es importante subrayar que la componente de campo que ejerce de copolar y la que hace de contrapolar cambian en función del plano 2D que escojamos del diagrama de radiación. Para ilustrar este fenómeno, supongamos un sistema donde nuestra copolar es según y . Si examinamos el plano $\phi = 0$, el sistema de coordenadas queda así:

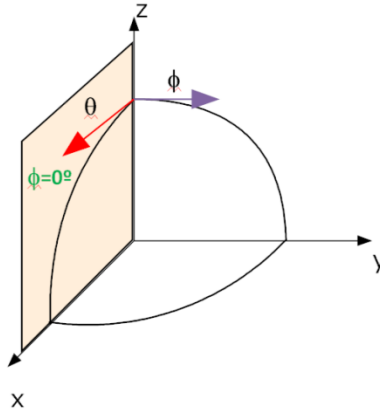


Figura 2.5. Vectores unitarios $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$ para $\phi = 0^\circ$

Como se aprecia, el vector unitario $\hat{\theta}$ tiene dirección x , mientras que el vector unitario $\hat{\phi}$ sigue la dirección de y . Por tanto, en el plano $\phi = 0$ la componente copolar es \vec{E}_ϕ , y la contrapolar, \vec{E}_θ . Para el caso $\phi = 90^\circ$, tenemos la situación siguiente:

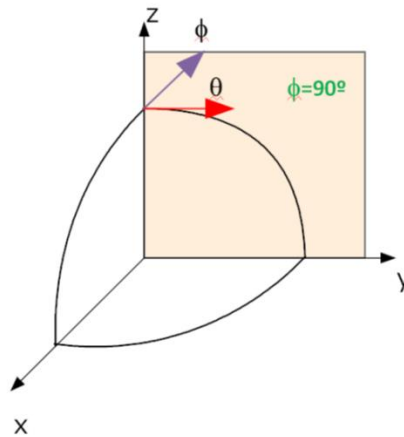


Figura 2.6. Vectores unitarios $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$ para $\phi = 90^\circ$

En esta ocasión, el vector unitario $\hat{\theta}$ sigue la dirección y , mientras que $\hat{\phi}$ coincide con la de x . Por tanto, tenemos la situación opuesta: \vec{E}_θ es la copolar y \vec{E}_ϕ la contrapolar.

De esta forma, en el diagrama de radiación no podemos dejar de distinguir entre la componente copolar y la contrapolar.

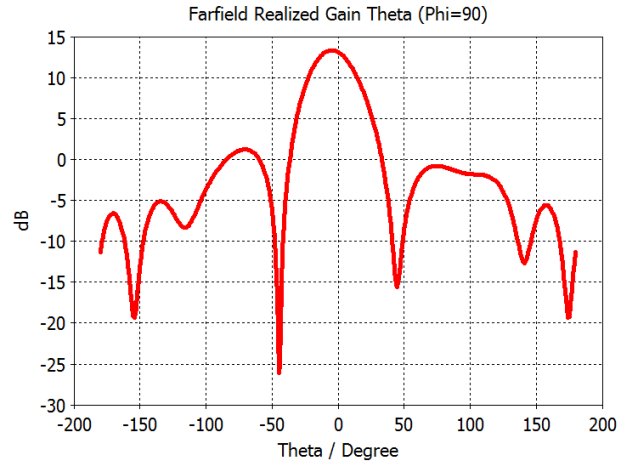


Figura 2.7. Componente copolar: E_θ

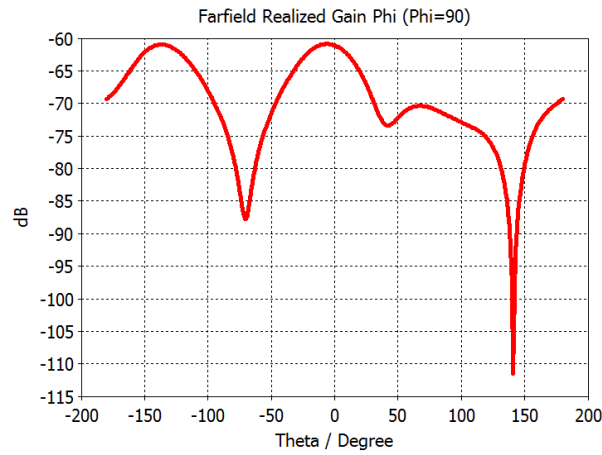


Figura 2.8. Componente contrapolar: E_ϕ

En la componente copolar observaremos el ancho de haz y el nivel de lóbulos secundarios, mientras que de la componente contrapolar nos cuidaremos de que no tenga un nivel demasiado elevado.

2.1.1.4. Directividad y ganancia

La intensidad de radiación $U(\theta, \phi)$ se define como la potencia radiada por unidad de ángulo sólido. De acuerdo a esta definición, la directividad es la relación entre la intensidad de radiación en una determinada dirección $U(\theta, \phi)$, y la intensidad de radiación U_{iso} de una antena isotrópica que radiase la misma potencia total P_{rad} pero uniformemente en todas direcciones:

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{iso}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2.7)$$

La directividad nos da una idea de la manera en que la antena distribuye la potencia que radia en todas las direcciones del espacio. Visualmente podemos contrastar el comportamiento en radiación de una antena directiva con respecto a una isotrópica:

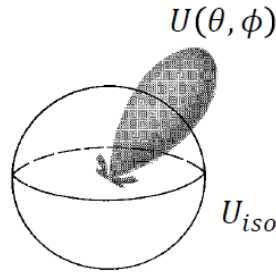


Figura 2.9. Diagrama directivo frente a diagrama isotrópico.

Para una antena directiva con un diagrama de radiación tipo pincel (como el de la ilustración), la directividad máxima D_0 puede calcularse de forma aproximada mediante los anchos de haz a -3dB de los dos planos principales:

$$D_0 = \frac{4\pi}{\Delta\theta_{E,-3dB} \cdot \Delta\theta_{H,-3dB}} \quad (2.8)$$

La directividad guarda una estrecha relación con la ganancia de potencia, $G(\theta, \phi)$, definida como la relación entre la intensidad de radiación de la antena bajo estudio y la intensidad de radiación de una antena isotrópica que aceptase la misma potencia entregada, P_{ent} :

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ent}} \quad (2.9)$$

Este parámetro tiene en cuenta las pérdidas de potencia acaecidas en los terminales de entrada de la antena, así como en la estructura de la misma, ya que

$$P_{ent} = \frac{P_{rad}}{\xi_{tot}} \longrightarrow G(\theta, \phi) = \xi_{tot} D(\theta, \phi) \quad (2.10)$$

Donde ξ_{tot} es la eficiencia total de la antena. Los valores típicos más altos se dan en dipolos y bocinas, que alcanzan el 90% de eficiencia. Les siguen los parches con un 80%, los arrays impresos con un 70%, y finalmente los reflectores, con un 65%.

2.2. Tipos de antenas

Podemos clasificar las antenas en tres grandes grupos:

- Antenas lineales. Su estructura es un hilo de material conductor. Según se disponga dicho hilo, hablaremos de antenas de dipolo, de lazo circular o cuadrado, de hélice, etc.

- Antenas impresas. Se basan en la tecnología de sustrato impreso. La forma más común es la de parche, que no es más que un polígono de cobre asentado sobre un sustrato dieléctrico.

- Antenas de apertura. La radiación es emitida a través de una embocadura o apertura. Estas antenas pueden dividirse a su vez en dos subgrupos:

- >Aperturas delimitadas por paredes metálicas: ranuras y bocinas.

- >Aperturas definidas como una superficie plana donde se analiza el campo colimado por la antena: reflectores (antenas parabólicas) y lentes.

Las antenas descritas pueden utilizarse aisladamente, o conformarse en agrupaciones de varios elementos, conocidas como arrays. Esto permite obtener valores de ganancia más elevados, además de lograr un control más fino sobre el diagrama de radiación de la antena completa. La alimentación de estas agrupaciones tiene un papel fundamental en el cumplimiento de las especificaciones de la antena.

2.2.1. Antenas de ranura

La ranura, como hemos visto, es un tipo de antena de apertura, donde ésta está delimitada por unas paredes metálicas conductoras. Inicialmente, podemos pensar en una ranura sobre un plano de masa infinito, alimentada por una fuente de tensión:

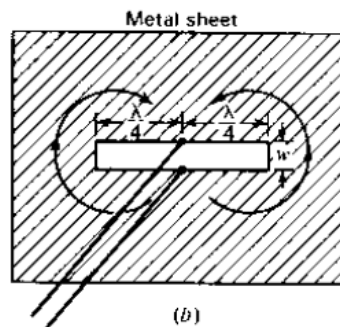


Figura 2.10. Ranura sobre plano metálico infinito, alimentada en su centro por una fuente de tensión.

En esta situación, dos elementos contribuirán a la radiación de la antena: el campo eléctrico generado por la tensión aplicada, y las corrientes inducidas que girarán por el perímetro de la ranura. Las características de radiación de esta antena se pueden conocer fácilmente gracias a Booker [2], que partiendo del principio de Babinet, estableció que una apertura de este tipo tiene un diagrama de radiación similar al de un dipolo plano, es decir, con forma de toro o donut. Sólo hay dos salvedades: las direcciones de los campos \vec{E} y \vec{H} están intercambiadas entre la ranura y el dipolo, y las líneas de campo tienen sentidos opuestos a un lado y otro del plano metálico de la apertura. Podemos observar estos fenómenos en la siguiente ilustración:

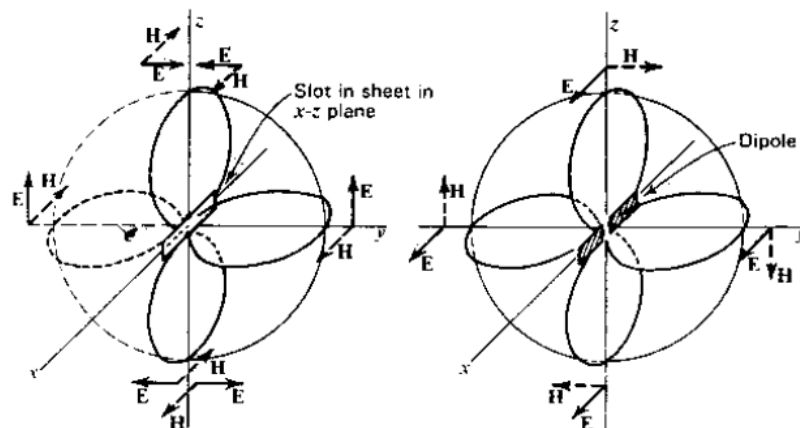


Figura 2.11. Diagrama de una ranura horizontal sobre plano de masa infinito (izquierda) y diagrama de un dipolo plano en un entorno de aire (derecha).

Se observa que para una ranura en el plano XZ y situada según x, la polarización en el plano XY es vertical. Si deseamos polarización horizontal, debemos girar 90° la ranura, de forma que quede en posición vertical, según el eje z:

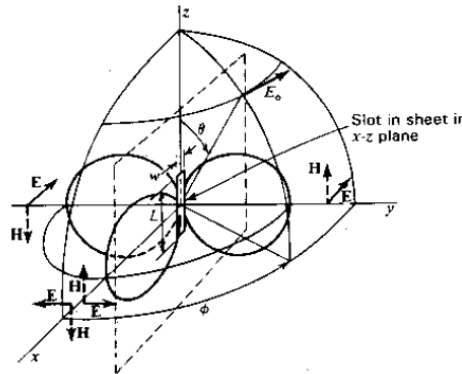


Figura 2.12. Diagrama de radiación de una ranura vertical sobre plano de masa infinito.

De esta manera, el campo eléctrico sólo tendrá componente según ϕ , que tendrá una expresión sencilla:

$$|\vec{E}_\phi| = \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos\theta)}{\sin\theta} \quad (2.11)$$

Pero la identidad entre ranuras y dipolos no se queda sólo en el diagrama de radiación: también existe entre sus impedancias. De los resultados de Booker, se deduce que

$$Z_r = \frac{Z_0^2}{4Z_d} \quad (2.12)$$

Es decir: la impedancia de entrada de una ranura es igual a un cuarto del cuadrado de la impedancia característica del medio, dividido entre la impedancia del dipolo equivalente. Por tanto, dado un dipolo de impedancia conocida, podemos calcular fácilmente la impedancia de la ranura correspondiente. Ésta tendrá longitud igual a la del dipolo, y anchura $w = 2D$, donde D es el diámetro del dipolo cilíndrico. Como norma general de diseño, se utilizan ranuras donde la longitud mayor es $L \approx \lambda/2$, de la misma manera que en el caso de los dipolos. La dimensión menor, w , será muy inferior, normalmente por debajo de $\lambda/10$.

La correspondencia de las aperturas de ranura con los dipolos resulta útil, pues estos últimos han sido ampliamente estudiados, y se conocen diversos casos prácticos, como los recogidos en la siguiente tabla:

Longitud	$Z_d(\Omega)$	$Z_r(\Omega)$	Utilidad
0.5λ	$73+42.5j$	$363-211j$	Dipolo canónico $\lambda/2$
0.475λ	67	530	Impedancia real
0.925λ	710	50	Impedancia 50 Ω

Tabla 2.2. Impedancias de la ranura en función de su longitud.

Sin embargo, la asunción inicial de un plano de masa infinito no se corresponde con la realidad; deberemos trabajar con planos metálicos finitos. Es el caso por ejemplo de un sistema de guía de onda, que se presta a ser el modo de

alimentación de una ranura, ya que ésta consistirá sencillamente en una mecanización en una de las paredes de la guía, originando en ella una apertura en forma de tira alargada y fina.

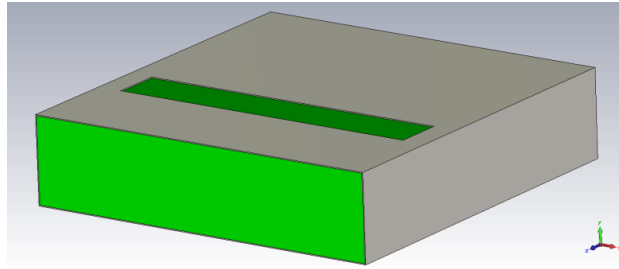


Figura 2.13. Ranura en un tramo de guía de onda.

En una guía de onda, los campos electromagnéticos excitados dan lugar a unas corrientes superficiales en las paredes de la guía. Si estas corrientes se encuentran a su paso con una discontinuidad en forma de ranura, tratarán de rodearla para proseguir su camino. Este fenómeno será quien propicie la radiación de la antena. Por tanto, se hace imprescindible conocer la dirección de las corrientes en las paredes de la guía (que dependerán de la posición y del modo excitado en ella). A continuación tenemos un ejemplo de las corrientes superficiales sobre un tramo de guía de onda con una ranura en su pared superior:

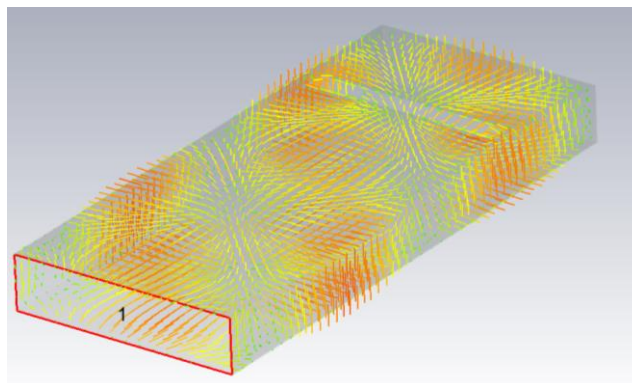


Figura 2.14. Densidad de corriente superficial en las paredes de un tramo de guía de onda con una ranura.

Además, para ajustar la cantidad de potencia radiada, se puede variar la longitud de la ranura, o su posición en la pared metálica. En cuanto al ancho de banda, puede ser aumentado agrandando la anchura w , al igual que en el caso de los dipolos se recurre a diámetros mayores. No obstante, este recurso es limitado, pues el aumento de la dimensión w también hace crecer el nivel de radiación contrapolar, debido a que se acopla mayor cantidad de corriente superficial en la dirección ortogonal a la deseada.

Se ha visto la forma más sencilla en que se puede manifestar una ranura, pero es muy frecuente recurrir a estructuras más complejas, para obtener comportamientos en radiación diferentes. Por ejemplo, puede recurrirse a un array de ranuras dispuestas en cruz para obtener polarización circular [9].

2.2.2. Antenas de parche

Este tipo de antenas se fabrica en tecnología de sustrato impreso, principalmente microstrip, con espesores del orden de $0,005\lambda_0 - 0,2\lambda_0$. Su coste de fabricación es bastante bajo, y son fáciles de integrar en la red de alimentación. Sin embargo, adolecen de un ancho de banda bastante pequeño, y de un nivel de potencia máximo limitado.

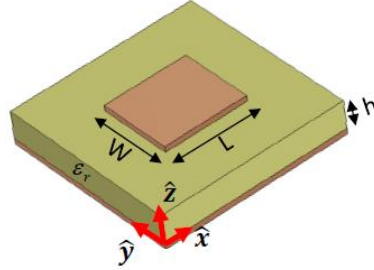


Figura 2.15. Parche rectangular.

La forma más básica de un parche es un rectángulo o un círculo. En ambos casos, las formas más comunes de excitación son a través de línea microstrip, o mediante sonda coaxial.

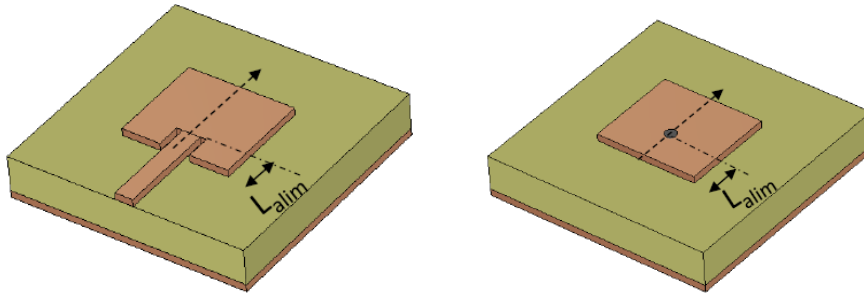


Figura 2.16. Parche rectangular alimentado mediante línea microstrip (izquierda) y parche rectangular alimentado por sonda coaxial vertical (derecha).

La impedancia de entrada del parche dependerá directamente del modo de alimentación. Es posible calcularla de forma aproximada mediante fórmulas analíticas. En el caso del parche rectangular alimentado mediante línea microstrip tenemos que:

$$Z_{in,parche} = 90 \frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W} \right)^2 \quad (2.13)$$

A esta impedancia habrá que añadirle una parte imaginaria (reactancia) en caso de que exista alimentación por sonda coaxial. Además, podemos ajustar la impedancia de entrada desplazando el punto de alimentación del parche (variando la distancia L_{alim} de la imagen). En general, este punto estará en el eje central del parche, para que las corrientes sean lo más puras posible y no generen mucha radiación contrapolar.

Para el análisis de radiación del parche, se recurre al modelo de cavidad resonante, que trata la estructura del parche como una cavidad en cuyo interior se excitan ciertos modos. Esta cavidad queda delimitada por dos paredes metálicas (el parche y el plano de masa), donde las componentes tangenciales del campo

eléctrico son 0. Las cuatro ranuras verticales actúan como paredes magnéticas, donde las componentes tangenciales del plano magnético son 0.

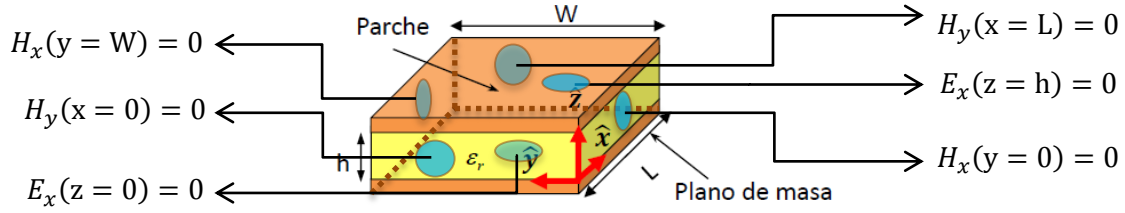


Figura 2.17. Cavidad formada por el parche y el plano de masa (paredes metálicas) y cuatro ranuras verticales (paredes magnéticas).

En esta cavidad, el modo fundamental es el TM₁₀₀ (transversal magnético), cuyas líneas del campo podemos ver aquí (nótese que la alimentación se está realizando según x):

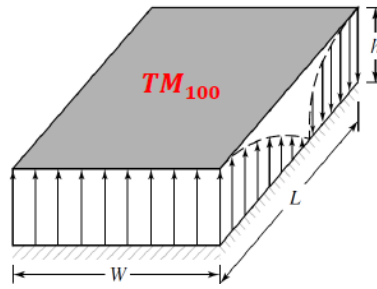


Figura 2.18. Líneas del campo TM₁₀₀ en la cavidad formada por el parche.

Y cuya frecuencia de corte es:

$$f_{c,100} = \frac{c_0}{2L_{efec}\sqrt{\epsilon_{r,efec}}} \quad (2.14)$$

Donde c_0 es la velocidad de la luz en el vacío, $\epsilon_{r,efec}$ la constante dieléctrica efectiva (que tiene en cuenta la coexistencia de dos medios dieléctricos: el aire, y el sustrato sobre el que se asienta el parche), y L_{efec} la longitud efectiva del parche. Esta longitud es ligeramente superior a la longitud física del parche, y se utiliza para tener en cuenta los efectos de borde del parche, donde el campo no está perfectamente confinado. Pero la idea esencial que se deriva de esta fórmula es que la longitud L del parche queda determinada por la frecuencia de diseño de la antena. Por tanto, sólo nos queda como parámetro libre la anchura W . Con ella podremos ajustar el ancho de haz en el plano H.

En lo referido al diagrama de radiación, la expresión analítica es bastante compleja, por lo que conviene analizarlo directamente en los dos planos principales. En ambos cortes, el diagrama es bastante similar, como se puede apreciar (Figura 2.19). Se puede apreciar que el ancho de haz es bastante grande, por lo que si el objetivo es conseguir una directividad elevada, será preciso recurrir a una estructura en array. Otro elemento a destacar del diagrama es la ausencia de radiación trasera (para $|\theta| > 90^\circ$). El causante de este fenómeno es el plano de masa, que impide que el campo eléctrico lo atraviese.

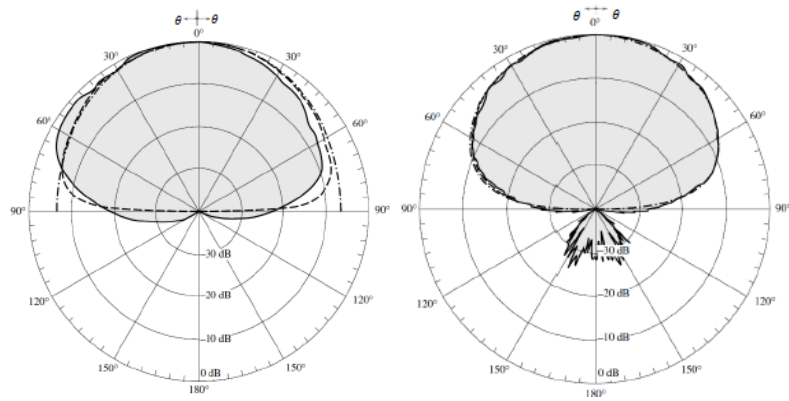


Figura 2.19. Diagrama de radiación del parche rectangular en el plano E ($\phi = 0^\circ$, izda) y el plano H ($\phi = 90^\circ$, dcha).

Finalmente, la polarización vendrá dada por la dirección de las corrientes excitadas en la superficie metálica del parche. Para un parche rectangular, la alimentación por línea microstrip dará lugar a una polarización lineal con dirección la de la corriente que llega por la línea. La alimentación mediante una sonda coaxial situada en el borde del parche generará también una polarización lineal. Si deseamos polarización circular, podemos recurrir a parches con formas modificadas, o a excitaciones por dos puntos.

Además de la forma rectangular, también destaca por su proliferación en la literatura el parche circular. El análisis del mismo se realiza de idéntica manera, y los resultados obtenidos son bastante parejos en lo que respecta a directividad y diagrama de radiación, como podemos observar en los planos E y H siguientes:

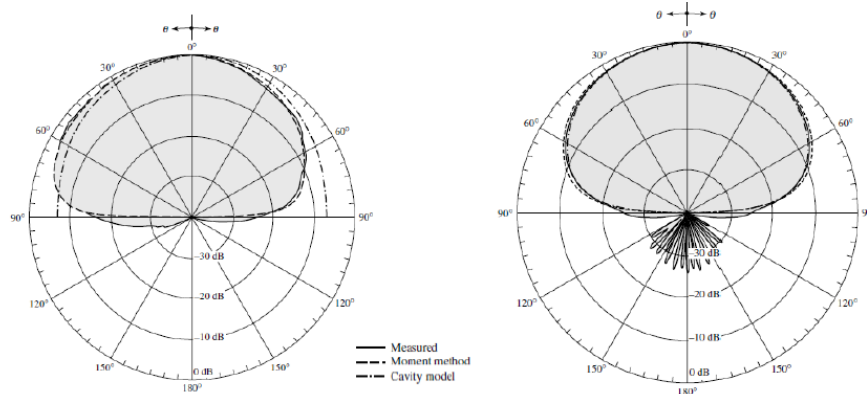


Figura 2.20. Diagrama de radiación del parche circular en el plano E ($\phi = 0^\circ$, izda) y el plano H ($\phi = 90^\circ$, dcha).

Como se ha comentado, las antenas de parche tienen un ancho de banda bastante escaso. Para aumentarlo, se puede recurrir a sustratos de espesores mayores, aunque esta solución no es conveniente si la alimentación se produce mediante línea microstrip o sonda coaxial, debido a la aparición de radiación espúrea ocasionada por la línea o la sonda. Por ello, si el parche es alimentado con estas técnicas, es más conveniente introducir un segundo parche para aumentar el ancho de banda. Este segundo parche se coloca sobre el primero, separado por una capa de aire en forma de material *foam* para evitar la aparición de onda de superficie. Ambos parches resuenan a frecuencias próximas, lo cual produce dos mínimos en el coeficiente de reflexión, aumentando así el ancho de banda total.

2.2.3. Arrays

Un array es una agrupación de varios elementos radiantes, que se unen para conformar una antena con prestaciones normalmente superiores a las de un elemento por separado. Su uso es muy común en aplicaciones como la radioastronomía, pues permite simular reflectores con diámetros del orden de los kilómetros (mediante la separación de los elementos a estas distancias), obteniendo así anchos de haz extremadamente pequeños.



Figura 2.21. Very Large Array de reflectores en Nuevo México, EEUU (izda; fuente: www.upv.es) y array lineal de parches (dcha).

El campo eléctrico radiado por una agrupación de varios elementos radiantes es la suma de los campos radiados por cada elemento del array:

$$\vec{E}_A(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \phi) = \vec{E}_0(r, \theta, \phi) \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2.15)$$

Es decir, depende del diagrama de radiación del elemento unitario, $\vec{E}_0(r, \theta, \phi)$, y del denominado factor de array, que se define como:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2.16)$$

Donde A_n es el coeficiente de alimentación normalizado, \hat{r} es el vector de posición unitario de cada punto del espacio, y \vec{r}_n es el vector de posición al centro de cada elemento radiante. Supuesto un array lineal, con N elementos equiespaciados una distancia d , y dispuestos a lo largo del eje z :

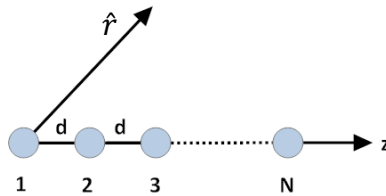


Figura 2.22. Array lineal de N elementos, separados por igual por una distancia d .

La expresión anterior se reduce a lo siguiente:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot e^{j(n \cdot k_0 \cdot d \cdot \cos\theta + \alpha_n)} \quad (2.17)$$

Con a_n el módulo del coeficiente de alimentación normalizado del elemento n -ésimo, α_n la fase de alimentación, y θ el ángulo que forma el vector de posición del punto a analizar, \hat{r} , con respecto al eje del array (eje z).

Escogemos un desfase progresivo, tal que $\alpha_n = n\alpha$. Además, y por simplicidad, podemos definir la variable ψ :

$$\psi = k_0 \cdot d \cdot \cos\theta + \alpha \quad (2.18)$$

Asimismo podemos escoger una ley de alimentación uniforme en amplitud (que es la que usaremos en nuestro array), es decir, $a_n = 1$. Con estas dos simplificaciones, podemos desarrollar fácilmente la expresión del sumatorio anterior. El resultado es una función cuyo módulo es:

$$|F_A(\psi)| = \left| \frac{\text{sen}(\frac{N}{2}\psi)}{\text{sen}(\frac{\psi}{2})} \right| \quad (2.19)$$

Como vemos, se trata de una función de tipo *sinc*, simétrica y periódica de periodo 2π . Sin embargo, esta función sólo tiene sentido en el rango de ψ correspondiente a los ángulos $0 < \theta < 180^\circ$, que es el intervalo donde se define θ en coordenadas esféricas. Este rango donde se define el factor de array se denomina *margen visible*, y resulta ser

$$-k_0 \cdot d + \alpha < \psi < k_0 \cdot d + \alpha \quad (2.20)$$

Gráficamente se observa muy bien el efecto que tienen las dos variables, d y α , sobre el margen visible. El desfase entre elementos, α , desplaza el margen visible según ψ , sin alterar la anchura del mismo. En cambio, la distancia interelementos, d , mantiene el margen visible centrado en el mismo punto, pero lo ensancha.

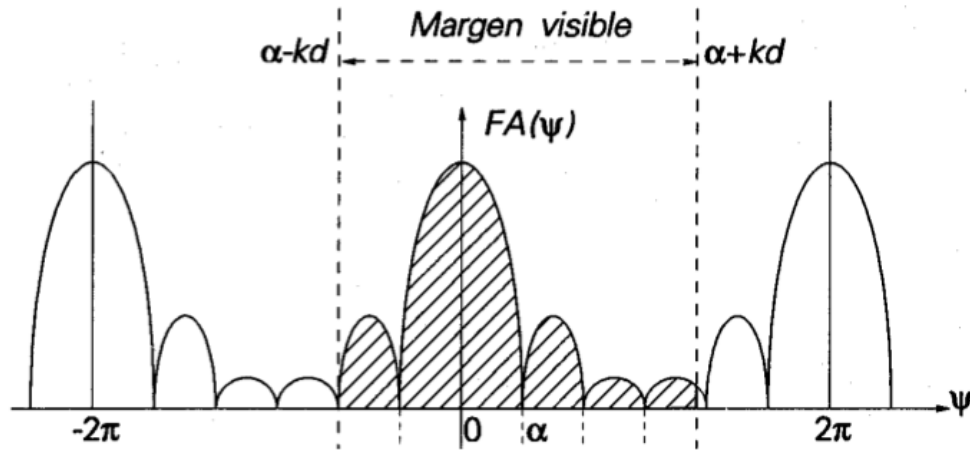


Figura 2.23. Representación del margen visible en el factor de array. Fuente: <http://ocw.upm.es>

Si los elementos radiantes están exageradamente separados, o si existe un gran desfase entre ellos, el margen visible albergará réplicas del lóbulo principal, llamadas *grating lobes* o lóbulos de difracción. Estas réplicas suponen una radiación muy alta en direcciones distintas de la de apuntamiento de la antena, lo cual puede ocasionar interferencias en otros sistemas. Por tanto, debemos evitar a toda costa que aparezcan *grating lobes* en el diagrama de radiación.

Este análisis es igualmente válido para un array bidimensional, si este sigue una distribución separable (lo cual es lo normal). Esto quiere decir que si los coeficientes de alimentación son reales y positivos, y las fases son progresivas de manera separable en cada uno de los ejes x e y , podemos tratar cada fila del array como un elemento unitario.

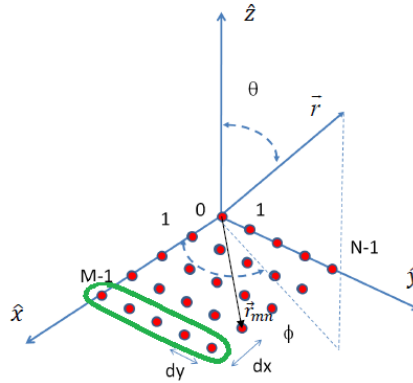


Figura 2.24. Array bidimensional, cuyo elemento unitario es una fila de N elementos.

Los arrays bidimensionales son más versátiles que los arrays lineales a la hora de variar la dirección de apuntamiento, pues permiten mover la dirección de máximo apuntamiento en dos planos: según θ y según ϕ .

2.3. Red de alimentación

2.3.1. Tipos

Un punto crucial para el correcto funcionamiento de un array es su red de alimentación. Como se ha explicado, el diagrama de radiación de una antena depende de la forma en que se alimenta cada elemento individual, es decir, el módulo y fase de la corriente que se le suministra. Normalmente, con el módulo de alimentación se modifica la forma del lóbulo principal, y el nivel de lóbulos secundarios; la fase se utiliza para variar el ángulo de apuntamiento de la antena. Estos dos parámetros se controlan diseñando adecuadamente la red de alimentación.

Las dos maneras más inmediatas de alimentar los distintos elementos radiantes de la antena son con una configuración serie, o una configuración paralela o corporativa. Una alimentación serie (Figura 2.25) tiene la ventaja de que a priori ocupa menos espacio, pues basta con disponer los elementos radiantes en una línea.



Figura 2.25. Antena de ranuras alimentada en serie.

Sin embargo, las antenas alimentadas en serie suelen adolecer de desapuntamiento de su lóbulo principal en el diagrama de radiación para frecuencias distintas de las de diseño (Figura 2.26). Esto se debe a que el desfase entre elementos, representado por el espaciado existente entre ellos, varía al

cambiar la frecuencia, provocando un desapuntamiento del lóbulo principal del diagrama. Debido a este fenómeno, las antenas alimentadas en serie tienen un estrecho ancho de banda en apuntamiento, mucho menor que el ancho de banda que puedan tener en adaptación.

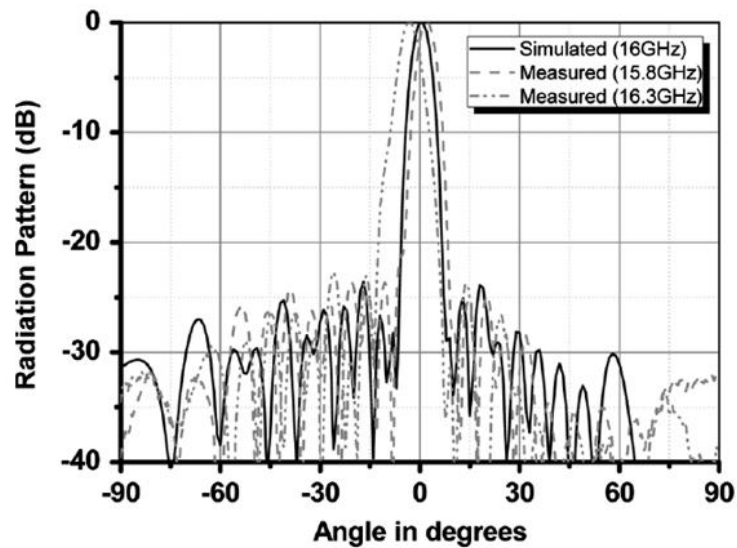


Figura 2.26. Desapuntamiento del haz principal en función de la frecuencia [10].

Por su parte, las redes de tipo corporativo no sufren este problema, ya que un cambio de frecuencia afecta por igual a todos los elementos radiantes. Empero, este tipo de conformaciones ocupa una superficie mayor, lo que puede ocasionar que los elementos queden muy separados y aparezcan problemas como los *grating lobes*. Por ello, es común combinar en una misma estructura las ventajas de sendas formas de alimentación (Figura 2.27), como se ha hecho en trabajos anteriores en la Escuela [1] [11].

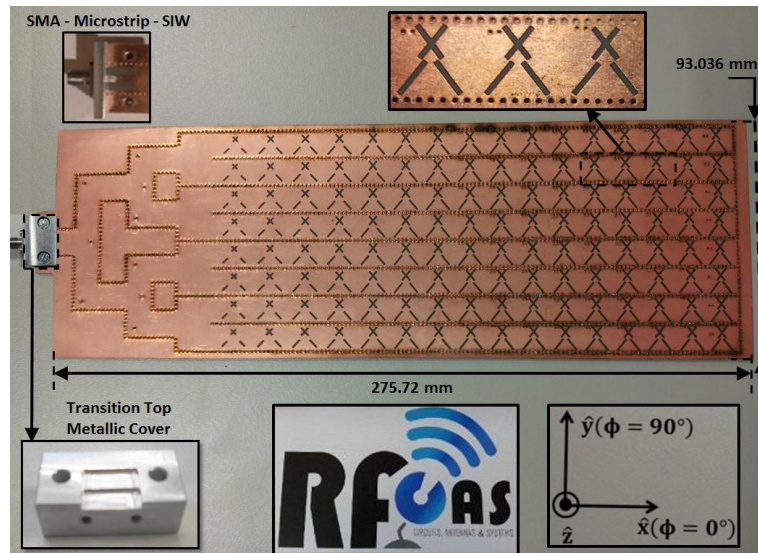


Figura 2.27. Array bidimensional, cuyos elementos radiantes están alimentados en serie. Cada una de las filas se conecta a una red de distribución tipo paralelo.

2.3.2. Tecnologías

La tecnología de la red de alimentación debe escogerse en función de las necesidades. La tecnología impresa (por ejemplo, microstrip) es barata, sencilla de fabricar y ocupa poco espacio. Sin embargo, presenta pérdidas importantes. La guía de onda, por su parte, es una tecnología de muy bajas pérdidas, pero su mecanización es compleja y provoca que la antena sea una estructura voluminosa y pesada. En los últimos lustros, se viene empleando una técnica que aúna lo mejor de la tecnología impresa y de la guía de onda. Se trata de la guía de onda integrada en sustrato impreso, mucho más conocida por su nombre en inglés, *Substrate Integrated Waveguide* (SIW). Emula la guía de onda rectangular convencional, conservando de ésta las dos planchas metálicas horizontales. Sin embargo, en lugar de paredes metálicas, se sirve de postes metálicos, como vías o remaches, para confinar el campo eléctrico en su interior. A pesar de que la SIW presenta un buen comportamiento, proporciona un ancho de banda algo escaso, pues estos postes metálicos no son capaces de simular a la perfección la continuidad de una pared metálica.

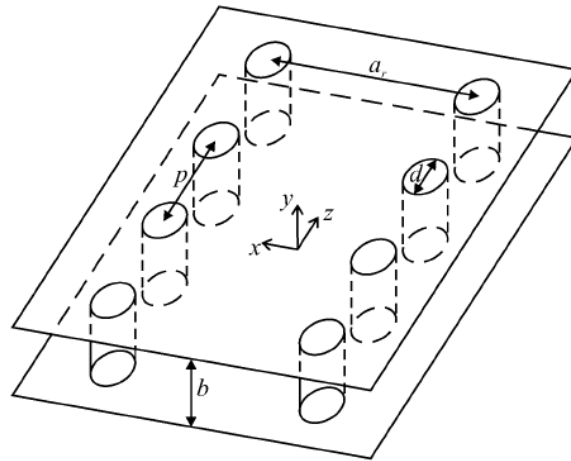


Figura 2.28. Estructura SIW (diagrama extraído de [12]).

La altura b estará determinada por los espesores de sustrato disponibles en la fabricación. De igual manera, el diámetro d de las vías deberá escogerse de entre los existentes en el lugar de fabricación del circuito. La distancia entre centros de vías, p , suele escogerse $p = 2d$, pues experimentalmente representa un valor óptimo [13]. La anchura a debe seleccionarse cuidadosamente, en función de los modos de propagación que se desee excitar, de las limitaciones de espacio, etc. La anchura equivalente de una guía de onda convencional puede calcularse mediante fórmulas analíticas como las recogidas en [3]. En general, la anchura de la SIW es mayor que la de su homóloga en guía convencional.

La tecnología SIW viene utilizándose intensivamente en el grupo RFCAS, ofreciendo buenos resultados en una gran diversidad de proyectos [1][6][11]. Por tanto, parece razonable continuar con su utilización en el presente proyecto.

3. DISEÑO

3.1 Consideraciones previas

Antes de adentrarse en los pormenores del desarrollo de la antena, conviene enumerar las principales especificaciones del diseño.

- La banda de trabajo abarca desde los 16,3 GHz hasta los 17,7 GHz, con una frecuencia central de diseño de $f_0 = 17 \text{ GHz}$.
- La red de alimentación será en tecnología de guía de onda impresa (*Substrate Integrated Waveguide*, SIW). La topología será de tipo paralelo.
- La antena conformará un array plano de 2x2 elementos, con vistas a integrarse en una antena mayor mediante replicación.
- El apuntamiento será de tipo broadside, esto es, perpendicular al plano de la antena. No se desea ningún tipo de desapuntamiento.
- La polarización de la antena será lineal.
- Para el diseño y simulación de la antena se utilizará el software *CST Microwave Studio*, disponible en la Escuela.

Además de estas consideraciones, es importante subrayar los puntos críticos de diseño de la antena, que el diseñador debe tener presentes en todo momento si desea un funcionamiento óptimo de su antena.

3.1.1. Separación entre elementos radiantes

Nuestra antena tendrá todos los elementos alimentados según una ley uniforme tanto en amplitud como en fase, con lo cual el margen visible quedará centrado en $\psi = 0$. Es decir, la antena tendrá un apuntamiento de tipo *broadside*, perpendicular al plano en que se encuentran los elementos radiantes. Por tanto, la distancia interelementos d es el único factor de diseño a tener en cuenta para que no aparezcan *grating lobes* en el diagrama de radiación de nuestra antena. Existe riesgo para $d \geq \lambda_0/2$, y dado que la antena que nos ocupa trabaja a una frecuencia central de 17 GHz, las restricciones serán muy fuertes, pues $\lambda_0 \approx 17,6 \text{ mm}$.

3.1.2. Polarización

La polarización de la antena depende de diversos factores, como el punto de alimentación, o la forma del elemento radiante. Esto se debe a que la polarización viene determinada por la dirección de las corrientes que circulan por el elemento radiante. Para el caso de las antenas de ranura, la forma de alimentación más común es mediante guía de onda. En este caso, las líneas del campo suelen ser verticales (se excita el modo TE_{10}), dando lugar a una polarización lineal en la ranura.

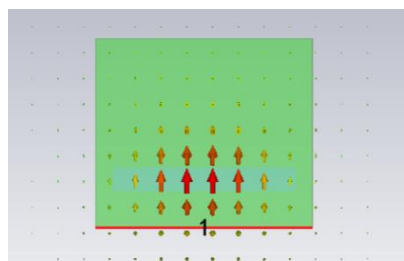


Figura 3.1. Polarización lineal de una ranura excitada por el modo TE_{10} .

En cuanto a las antenas de parche, existe un mayor abanico de posibilidades. La forma más básica de un parche es un rectángulo o un círculo. En ambos casos, la polarización vendrá dada por la dirección de las corrientes excitadas en la superficie metálica de dicho parche.

Las formas más comunes de excitación de un parche son a través de línea microstrip, o mediante sonda coaxial. Para un parche rectangular, la alimentación por línea microstrip dará lugar a una polarización lineal con dirección la de la corriente que llega por la línea. La alimentación mediante una sonda coaxial situada en el borde del parche generará también una polarización lineal. Si deseamos polarización circular, podemos recurrir a parches con formas modificadas, o a excitaciones por dos puntos. Sin embargo, los elementos radiantes de la antena que nos ocupa tendrán polarización lineal. En un primer momento, nuestros elementos radiantes serán de tipo ranura, con lo cual la forma de alimentación mediante guía de onda nos proporcionará la polarización deseada sin mayores problemas.

3.1.3. Fase de iluminación

Se busca que los elementos de la presente antena estén alimentados según una ley de excitación uniforme en fase (y amplitud), pero esto no se consigue si la red de alimentación no se diseña adecuadamente. Para que todos los elementos estén iluminados con la misma fase, es preciso que los caminos eléctricos desde cada uno de ellos hasta el punto común de alimentación sean iguales. Esto puede parecer trivial, pues parece sencillo hacer que los caminos sean físicamente iguales, logrando así la iluminación uniforme. Podría proponerse un diseño con forma de H, donde las cuatro ranuras se sitúen en los extremos de la H.

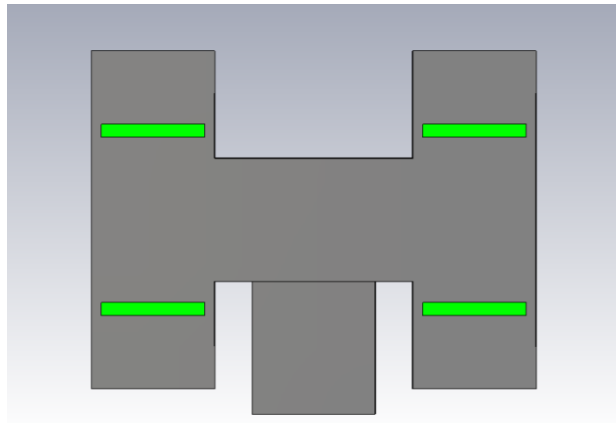


Figura 3.2. Vista cenital de un array de 2x2 ranuras alimentadas por guía de onda

Esta distribución dará lugar a una polarización lineal en las cuatro ranuras, pero de distinto sentido: según $+z$ para los dos elementos superiores, y según $-z$ para los dos inferiores.

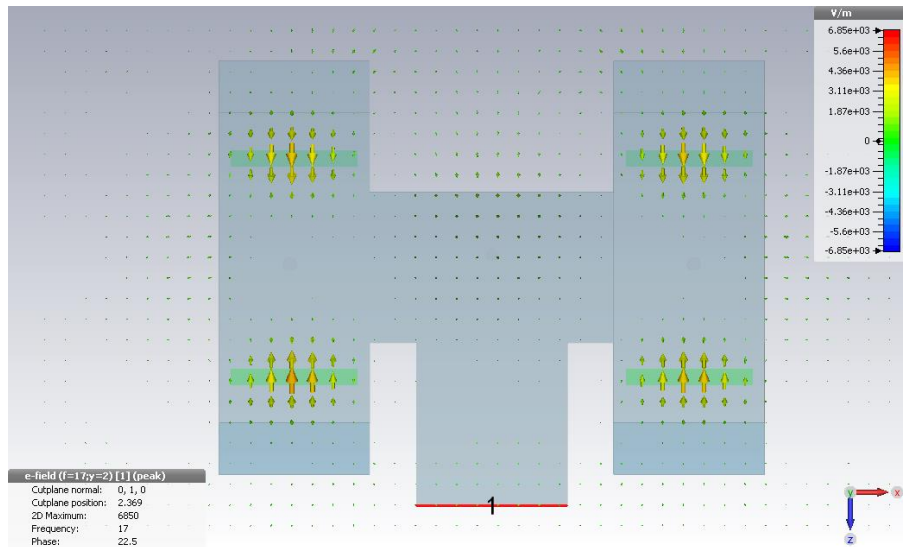


Figura 3.3. Polarización del campo radiado por el array anterior.

Este hecho provocará un nulo de radiación en la dirección donde debería estar el lóbulo principal.

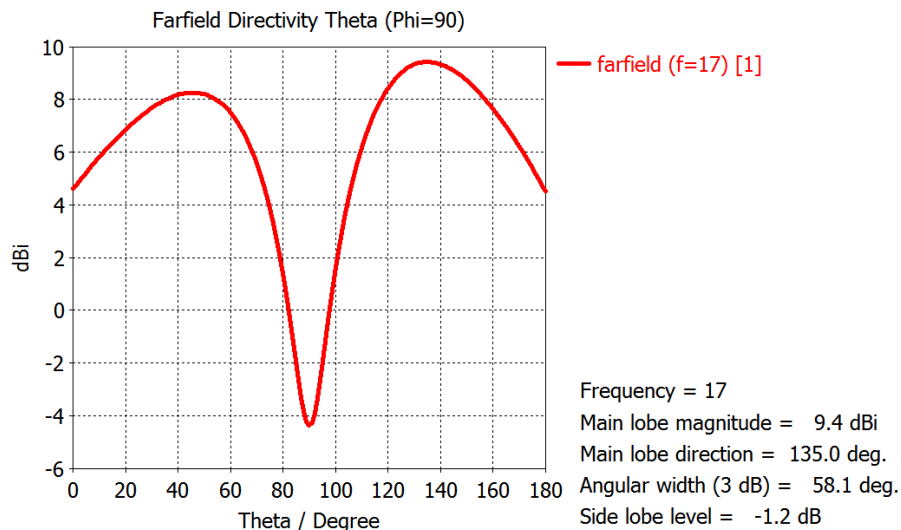


Figura 3.4. Componente copolar del plano E de radiación correspondiente a la antenna de la figura 3.4.

Queda evidenciado que a la hora del diseño se han de tener siempre presentes los tres parámetros comentados (separación entre elementos, polarización y fase de iluminación), pues si se descuida alguno, la antenna tendrá un comportamiento deficiente en radiación. A estos tres factores de diseño, se suman la realizabilidad física, la posibilidad de replicación, y la estética de la antenna. Por tanto, cabe esperar una inversión importante de tiempo en la fase de diseño de la arquitectura de la misma. Si bien se desarrollarán por separado el elemento radiante y la red de alimentación, cada uno se elaborará teniendo en cuenta todos los factores ya comentados.

3.2 Red de alimentación

En un primer momento, el objetivo es desarrollar un array de 2x2 elementos radiantes, de tipo ranura, alimentados mediante guía de onda sobre sustrato impreso (*Substrate Integrated Waveguide*, SIW). Como la equivalencia entre guía de onda rectangular convencional y SIW es bastante buena [3], se iniciará el diseño de la red de alimentación en la primera tecnología, pues es más rápida y sencilla la creación de su modelo 3D. Una vez logrado un diseño óptimo, se pasará a su equivalente en SIW, donde probablemente sea necesario realizar algún último ajuste fino.

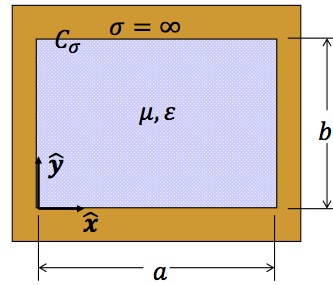


Figura 3.5. Sección de una guía de onda rectangular

La guía de onda rectangular tiene dos dimensiones a escoger: la anchura a , y la altura b . Además, se debe escoger el dieléctrico que la rellena, y por ende, su constante dieléctrica relativa ϵ_r . De estos tres parámetros dependerán las frecuencias de corte de los distintos modos que pueden excitarse en la guía, según la siguiente expresión:

$$f_c = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (3.1)$$

En principio, nos interesa trabajar en la banda monomodo, es decir, con sólo el modo fundamental (el de frecuencia de corte más baja). Se trata del modo TE_{10} ($m=1$, $n=0$), con lo cual la altura b no alterará la frecuencia de corte. Queda a nuestra elección la anchura de la guía, y la constante dieléctrica del sustrato que la rellena. Pero evidentemente, la elección está condicionada por diversos factores.

Primeramente, cabe señalar que el diseño de una red de alimentación en paralelo exige el uso de unas dimensiones muy reducidas para poder respetar la restricción de separación entre pares de antenas, que es de una longitud de onda en el aire. A la frecuencia de trabajo (17 GHz) es de unos 17,6 mm, aunque el ancho de banda de trabajo se extiende desde 16,3 GHz hasta 17,7 GHz, por lo que la restricción la impone la mayor frecuencia, 17,7 GHz, que equivale a una longitud de onda de 17 mm.

Dada esta restricción tan fuerte de tamaño, se ha elegido un sustrato (RF35), con una constante dieléctrica relativa alta ($\epsilon_r = 3,5$). Esto ayuda a que la anchura de guía de onda “ a ” pueda ser más reducida, ya que:

$$a = \frac{c_0}{2f_{cTE10}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.2)$$

Junto con esto, se elige una frecuencia de excitación del modo fundamental TE_{10} lo más alta posible (siempre por debajo de la mínima del ancho de banda, para que el modo se propague), para lograr una anchura a todavía más reducida. Se elige $f_{cTE_{10}} = 16 \text{ GHz}$, dejando un cierto margen de seguridad hasta la mínima frecuencia de operación de la antena (16,3 GHz). Esto nos da como resultado una anchura $a = 5,01 \text{ mm}$.

Otra consideración importante a tener en cuenta en una red de alimentación por guía de onda se encuentra en las terminaciones de la misma. Idealmente lo que interesa es que la potencia que llegue a los elementos radiantes sea completamente radiada, y que no exista potencia reflejada en el circuito. De manera simplista, podemos ver el elemento radiante como una resistencia R_{rad} , en paralelo con una resistencia R_{term} , que representa la carga que supone la terminación de la guía de onda.

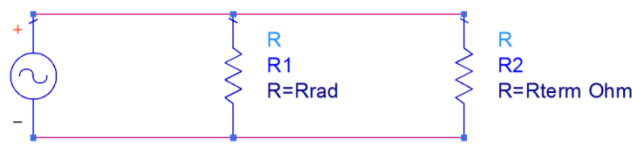


Figura 3.6. Modelo simplificado de una terminación de guía de onda.

Es inmediato que si queremos que la corriente fluya íntegramente por el elemento radiante, no tenemos más que hacer que R_{term} tenga valor infinito. Esto equivale a situar un circuito abierto en paralelo con el elemento radiante.

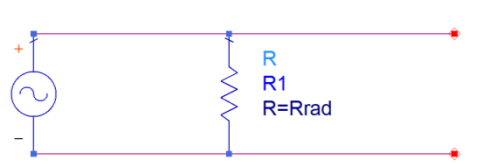


Figura 3.7. Guía de onda terminada en carga de impedancia infinita (circuito abierto).

En la guía de onda, podemos conseguir esto sirviéndonos de un transformador $\lambda/4$. Recordemos que este transformador consiste en una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 , y longitud $L = \lambda/4$.

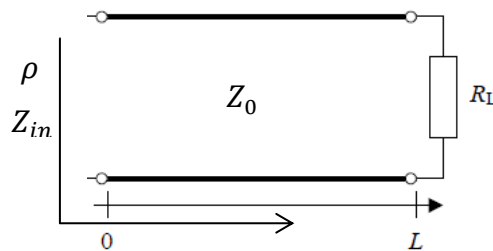


Figura 3.8. Transformador $\lambda/4$

La impedancia de entrada del circuito anterior, para una longitud $L = \lambda/4$, es simplemente

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (3.3)$$

Si la carga Z_L resulta ser un cortocircuito ($Z_L = 0$), tendremos una impedancia de entrada $Z_{in} = \infty$, equivalente a un circuito abierto. En guía de onda, el cortocircuito lo conseguimos finalizando el tramo en una pared metálica, que debe situarse a una distancia $\lambda_g/4$ del elemento radiante, siendo λ_g la longitud de onda en la guía, calculada como

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{cTE10})^2}} = 27,96 \text{ mm} \quad (3.1)$$

3.3. Antena de ranuras

El diseño del array de ranuras se afrontará diseñando por separado la red de alimentación y elemento radiante, ambos en el software *CST Microwave Studio*. Inicialmente se encara el desarrollo de la red de alimentación, para lo cual es necesario tener en cuenta las consideraciones previas. Para conseguir que todos los elementos estén uniformemente alimentados en fase, tenemos que recurrir a una estructura más compleja que una en forma de H, pues como se ha visto, esta conformación da lugar a polarizaciones opuestas entre pares de elementos. La solución más inmediata es prolongar el tramo de guía que alimenta a dos de los elementos, para lograr un desfase de 180° . Sin embargo, podemos descartar directamente esta opción, pues para lograr este desfase, es preciso añadir un tramo de guía de longitud $\lambda_g/2$, es decir, casi 14 mm. Esto dejaría los elementos radiantes muy alejados, por lo que con toda seguridad aparecerán *grating lobes* en el diagrama de radiación. Por tanto, se busca una solución que satisfaga las necesidades de la antena, llegando a la siguiente propuesta:

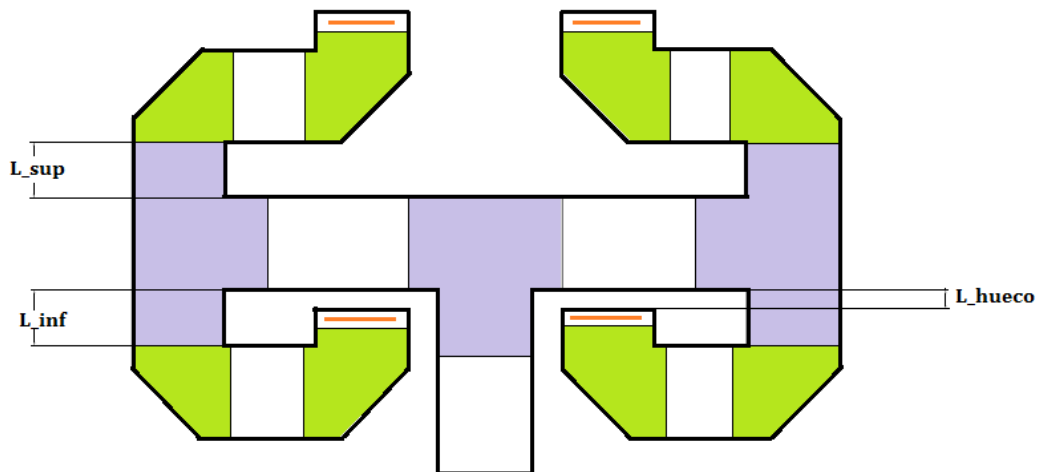


Figura 3.9. Propuesta de diseño para el array 2x2 de ranuras.

En este caso, las cuatro ranuras (representadas por una línea roja en la Figura 3.9) estarán iluminadas con la misma fase. Además, al estar orientadas todas en el mismo sentido (desde abajo hacia arriba), la polarización será la misma. Por tanto, se comienza con el diseño de la red, que consta de dos elementos principales: el divisor de potencia en T (de color violeta en la figura) y los codos en chaflán (de color verde).

3.3.1. Divisor de potencia en T

El divisor en T se diseña con unas longitudes arbitrarias, centrando los esfuerzos en lograr un buen comportamiento en reflexión a la entrada.

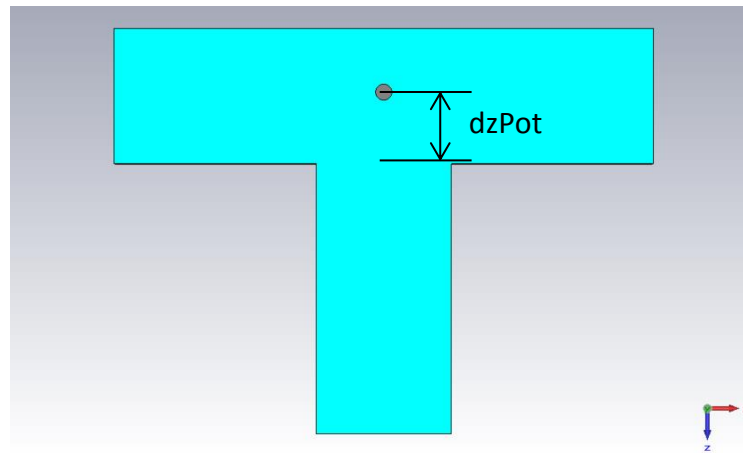


Figura 3.10. Divisor de potencia en T.

Desde el principio, se ha recurrido a la colocación de una vía metálica en la bifurcación con el objetivo de mejorar la adaptación, como se ha venido haciendo en la literatura [1]. Como se desea distribuir la potencia por igual entre las dos salidas de la T, la vía deberá estar posicionada en el eje central de la división. Por tanto, quedan dos variables a ajustar para optimizar la adaptación: el diámetro de la vía, y su separación $dzPot$ con respecto a la entrada en la división. Como el objetivo es construir la antenna íntegramente en las instalaciones de la Escuela, el diámetro de la vía se escoge de entre los disponibles en ella. Concretamente se escoge el tamaño menor, 0,6 mm de diámetro. En cuanto a la separación $dzPot$, se recurre a un barrido paramétrico en CST, donde se determina que el valor óptimo es 2,65 mm, como se observa en los resultados:

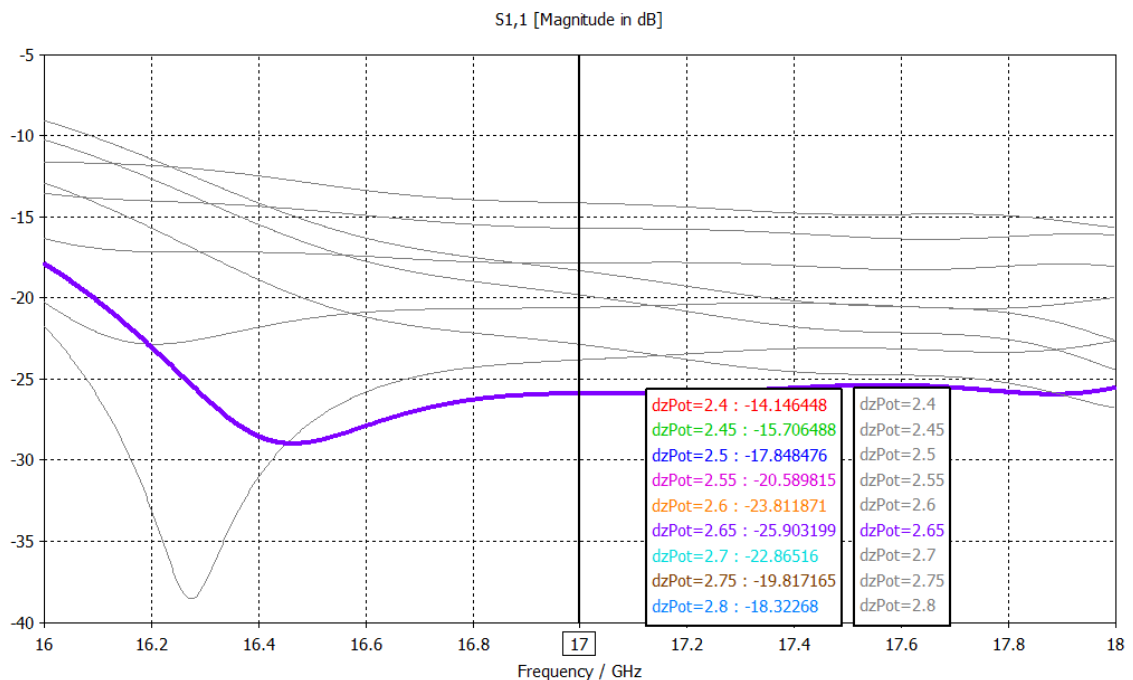


Figura 3.11. Reflexión para distintas posiciones de la vía adaptadora.

3.3.2. Codo

La necesidad de un giro en una red en guía de onda puede satisfacerse mediante un codo, cuyo ángulo de giro y forma son sus dos principales parámetros a escoger. En el caso de la presente red, el giro será de 90° , con lo cual falta por determinar la forma del codo. Las formas más comunes son en ángulo recto, en chaflán, o circular. Se ha escogido la opción del chaflán, porque es una especie de compromiso entre las otras dos. Además, resulta sencillo realizar un barrido paramétrico donde se varíe la anchura w del chaflán, así como el ángulo α que forma.

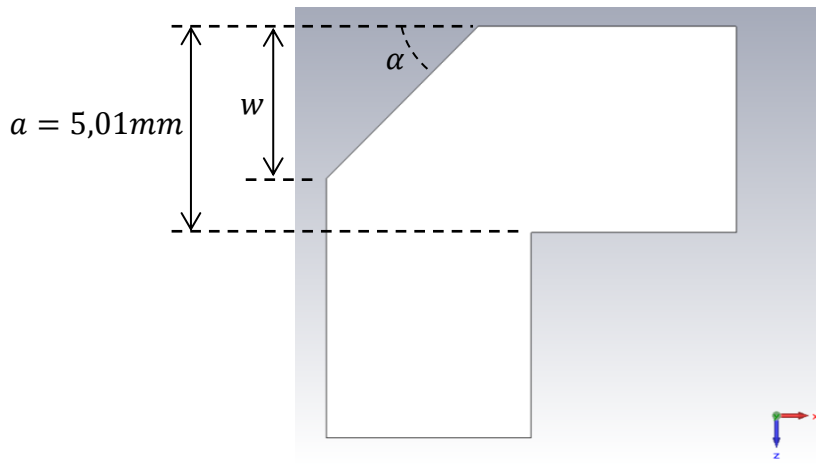


Figura 3.12. Codo achaflanado y sus principales características.

Procediendo igual que en el caso de la T, se realiza un barrido paramétrico, que nos informa de que el valor óptimo de anchura del chaflán es $w = 0,74a$.

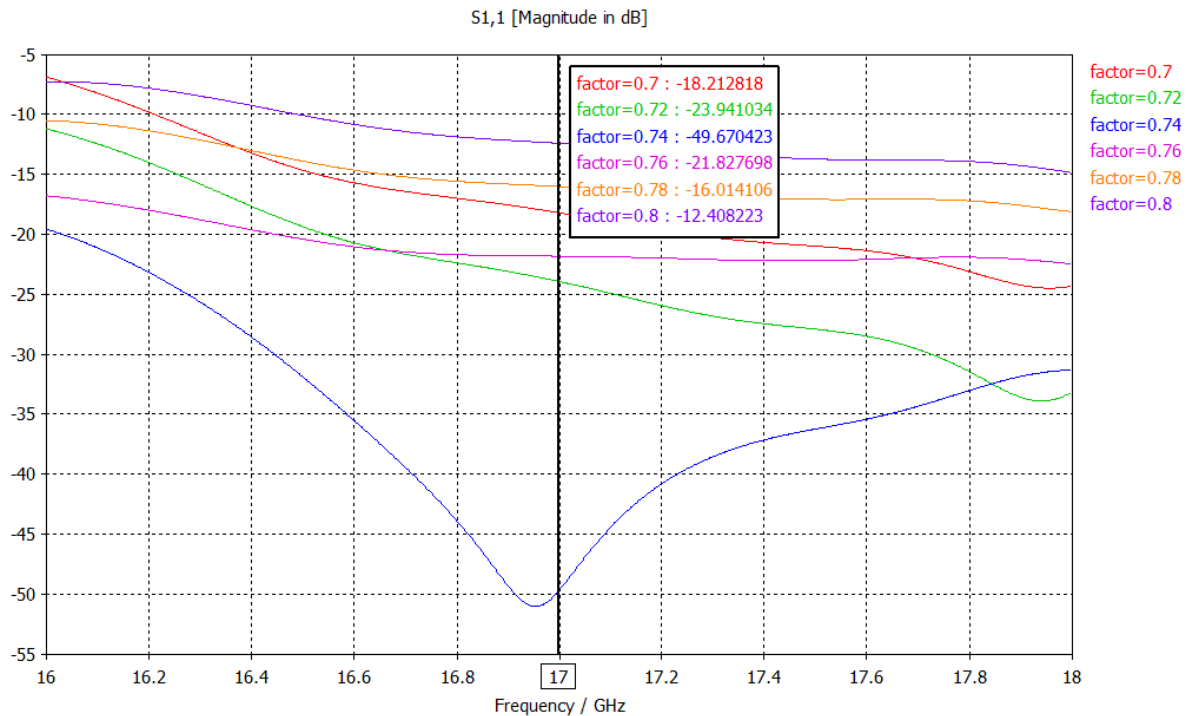


Figura 3.13. Reflexión para distintas anchuras del chaflán.

3.3.3. Estructura completa

Con el codo y el divisor de potencia ya diseñados, se procede a elaborar la que será la estructura de alimentación completa. Como ésta será simétrica, primero se realizarán simulaciones con la mitad de la estructura, y finalmente se simulará la antena completa.

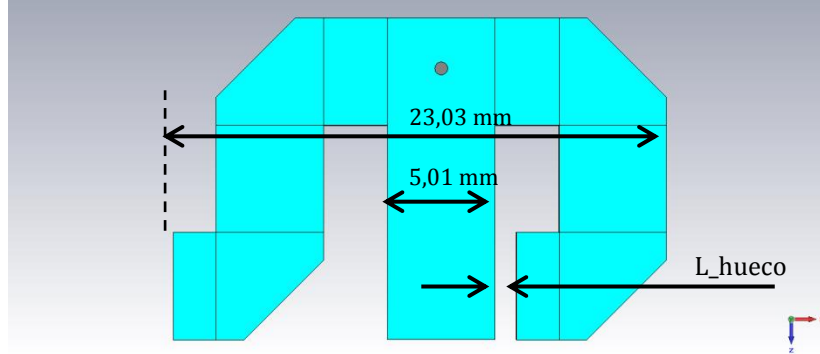


Figura 3.14. Vista cenital de la mitad de la antena.

Sin embargo, una vez colocados los elementos como en la Figura 3.14, se ponen de manifiesto algunos problemas. Se observa que el espacio L_{hueco} entre la terminación de la rama derecha de la red y la entrada al divisor de potencia en T es muy reducido. Como se explicó en el punto 3.2, si queremos que la ranura radie toda la potencia que le llega, hemos de terminar la guía en un cortocircuito situado a una distancia $\lambda_g/4$ de dicha ranura. Con las condiciones actuales, $\lambda_g/4 \approx 7\text{ mm}$, valor bastante grande si se compara con las dimensiones con que se está trabajando. Si agrandamos L_{hueco} para dar cabida a la terminación en cortocircuito, la ranura quedará más alejada de su homóloga en la otra rama, por lo que los *grating lobes* serán más acusados. Además, supondría que los caminos eléctricos a cada ranura ya no fueran iguales, con el consiguiente desfase en las alimentaciones. Para compensarlo, habría que alargar el tramo de guía hasta la ranura de la izquierda, agravando aún más el efecto de los *grating lobes*.

En vista de estas dificultades, y habiendo identificado el problema (la distancia $\lambda_g/4$ necesaria en todas las terminaciones), se decide pasar a un diseño con una anchura de guía de 6,5 mm. Como λ_g depende inversamente de la anchura a , conseguiremos reducir el valor a $\lambda_g/4 \approx 3,4\text{ mm}$. Aun así, la estructura propuesta seguirá planteando los mismos obstáculos. Por ello, se decide alterar la topología de la antena para sortear los problemas encontrados:

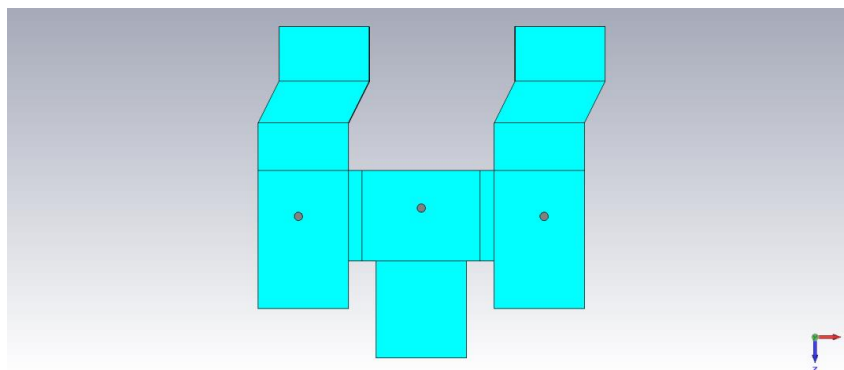


Figura 3.15. Nueva propuesta para la red de alimentación de la antena.

La estructura de la Figura 3.15 se asemeja mucho más a la forma simétrica ideal que quisiéramos en la antena, pero que no nos podemos permitir debido a la polarización de sentido inverso entre pares de antenas, como se explicó en el punto 3.1.3. Para eliminar este problema, las ranuras superiores de la nueva propuesta serán alimentadas con una diferencia de fase de 180° , para que tengan la misma polarización que las ranuras inferiores. Como esta técnica podría dejar las ranuras superiores muy alejadas, se busca que el desfase de 180° se logre en parte gracias a un tramo con un doble codo en forma de silla. Este elemento se diseña por separado, pero los resultados son bastante limitados en reflexión, incluso para ángulos de curvatura pequeños:

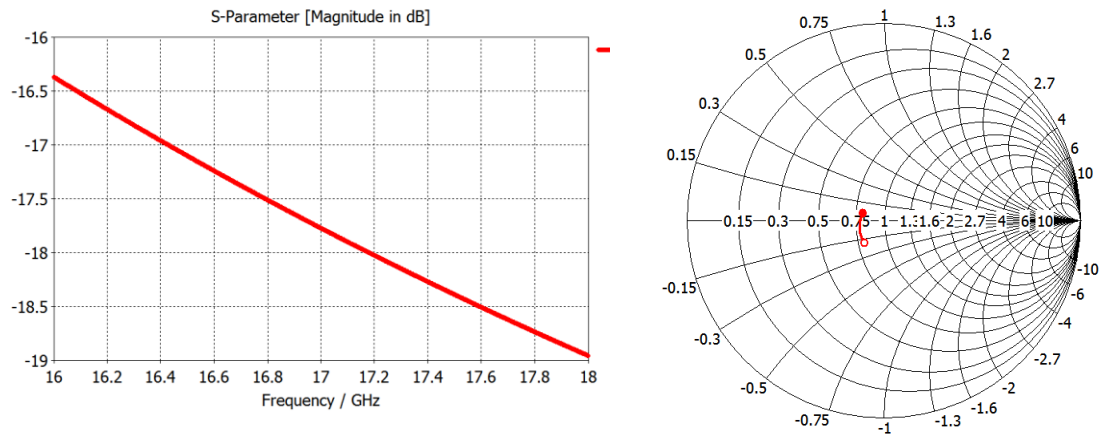


Figura 3.16. Reflexión del doble codo “silla”.

Aun así, se decide comprobar el funcionamiento de este elemento en la estructura completa, llegando a los siguientes resultados:

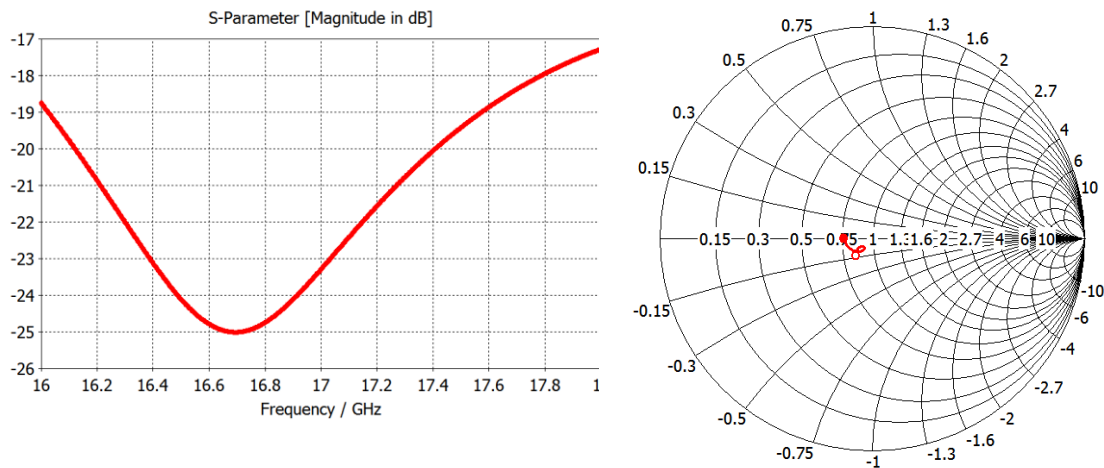


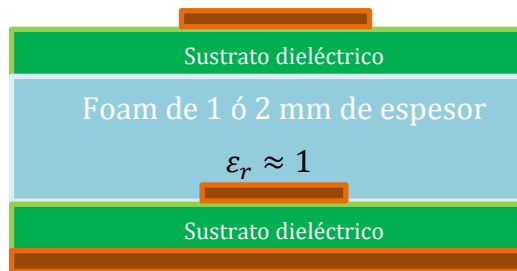
Figura 3.17. Reflexión de la estructura completa, con los codos “silla” incluidos.

Se observa una adaptación bastante buena, por debajo de -17 dB en toda la banda. Sin embargo, la separación entre elementos radiantes vuelve a ser inaceptable, pues entre los puertos de la red de alimentación existen más de 20 mm de distancia (recordemos que $\lambda_0 \approx 17,6 \text{ mm}$).

3.4. Antena de parches con guía de 6,5 mm

3.4.1. Elemento unitario

Como se ha podido comprobar, el parche es una estructura resonante con un ancho de banda bastante limitado. Es por ello que se suele recurrir a técnicas para mejorar su comportamiento en ese ámbito. Una muy común es utilizar una estructura de doble parche, donde cada parche produce una resonancia a frecuencias distintas. Combinadas, producen una respuesta en reflexión que cubre un rango de frecuencias mayor. El presente proyecto hará uso de esta técnica, mediante una estructura de doble parche como la siguiente:



El parche inferior descansará sobre un sustrato dieléctrico y se encargará de excitar el parche superior atravesando una capa de material Rohacell *Foam*, equivalente al aire ($\epsilon_r \approx 1$), y el propio sustrato sobre el que se apoya dicho parche. Los materiales y espesores de los dieléctricos son a determinar, y se escogerán de entre los disponibles en la Escuela, recogidos en la siguiente tabla:

Nombre	Constante dieléctrica ϵ_r	Espesores (mm)
TLY-5A (NY9217)	2,17	0,508
		1,016
		1,575
TLX-9	2,5	0,508
		0,787
		1,575
RF35	3,5	0,508
		0,762
		1,524
RO-4003 Lo-Pro	3,5	0,508

Tabla 3.1. Sustratos disponibles en la Escuela a la hora de realizar el presente trabajo.

En experiencias anteriores en la Escuela, el sustrato de 0,508 mm resultó ser tan fino que, a la hora de la fabricación, la fresadora levantaba con mucha facilidad el cobre. Sólo se utilizará este espesor para el sustrato inferior, de cara a evitar al máximo la radiación espúrea de la vía de alimentación, que será tanto peor cuanto más larga sea la vía.

La alimentación desde la SIW hasta el parche inferior se realizará mediante una sonda coaxial que atravesará una perforación en el plano de masa hasta alcanzar el extremo del parche. Se contempla el uso de un anillo metálico alrededor de la

cabeza de la vía, (Figura 3.19), pues en otros proyectos [6] ha servido para mejorar la adaptación.

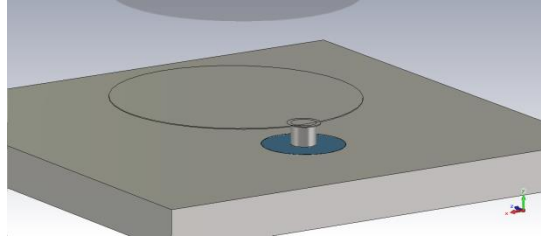


Figura 3.19. Visión general de la sonda coaxial que alimenta al parche inferior.

En lo que respecta a la forma del parche, se puede utilizar indistintamente un parche rectangular o uno circular, pues ambos son compatibles con la polarización lineal. Debido a que se han comportado satisfactoriamente en otros trabajos de la Escuela [6], se escoge la forma circular para comenzar a realizar las pruebas.

Las primeras simulaciones están destinadas a definir el elemento radiante, es decir, a determinar el radio de cada uno de los parches, y los espesores de los sustratos. En un primer momento no se desea contemplar la presencia de la red de alimentación subyacente. Es por ello que la estructura inicial tiene como puerto de entrada la apertura en el plano de masa y la vía que subirá desde la SIW hasta el parche inferior. Esta estructura de alimentación se asemeja a un coaxial, de longitud igual al espesor del plano de masa. En este caso, será de $36\ \mu\text{m}$, el doble de lo usual, pues para obtener una mayor robustez en la estructura general, se ha dispuesto combinar el plano superior de masa de la SIW con el plano de masa inferior del sustrato del parche inferior. Debido a que el software de simulación CST no permite el uso de puertos en estructuras de tan poca longitud, se procederá colocando un plano de masa de 1 mm de espesor, para poder realizar las simulaciones (Figura 3.20). Posteriormente, los resultados se exportarán a ADS, donde esta longitud ficticia de 1 mm se compensará con un tramo de coaxial de longitud -1 mm. Por tanto, la respuesta en reflexión real será la que observemos a la salida de este circuito en ADS.

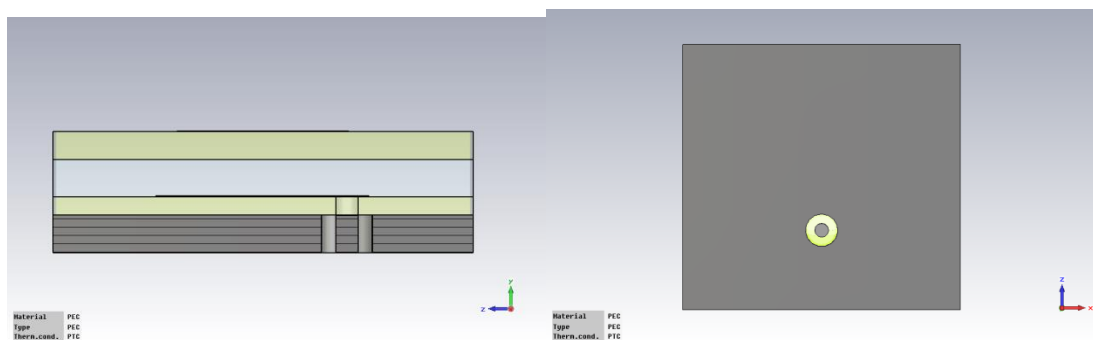


Figura 3.20. Corte y vista inferior del elemento unitario con un plano de masa de 1 mm de espesor.

Para evaluar los distintos sustratos, se han realizado simulaciones de barrido paramétrico, variando el valor de los radios de los parches, el radio de la apertura en el plano de masa, y el radio del anillo. En todos los casos se ha utilizado sustrato RF35 de espesor 0,508 mm para el parche inferior, y una capa de 1 mm de material *foam* entre éste y el sustrato superior, que es el sometido a prueba.

Los resultados más interesantes se han obtenido para el caso del sustrato RF35 ($\epsilon_r = 3,5$) de espesor 0,762 mm. Concretamente, se ha logrado una adaptación mejor que -20 dB en toda la banda, correspondiente a las dimensiones que se observan en la siguiente figura:

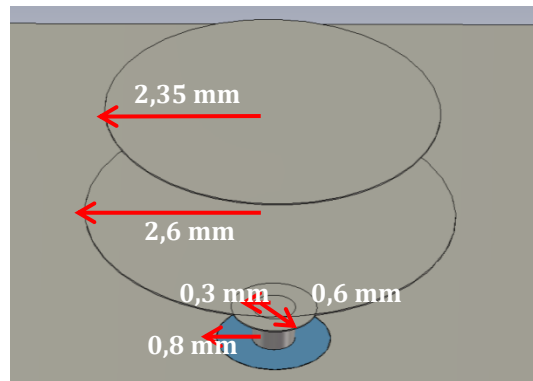


Figura 3.21. Dimensiones que logran una buena respuesta en adaptación. Los sustratos dieléctricos y el *foam* están ocultos para una correcta visualización.

Los resultados obtenidos se han exportado a ADS, donde se han integrado en el siguiente circuito de la Figura 3.22. La impedancia de carga de 58,84 Ω es la impedancia vista por el puerto de entrada de CST.

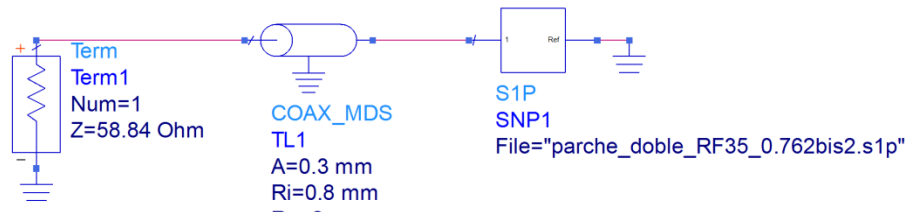


Figura 3.22. Circuito confeccionado en ADS para conocer la reflexión real, sin el plano de masa ficticio de 1 mm usado en CST.

La respuesta en reflexión ha cambiado poco con respecto a la obtenida en CST, como se puede observar en la siguiente comparativa:

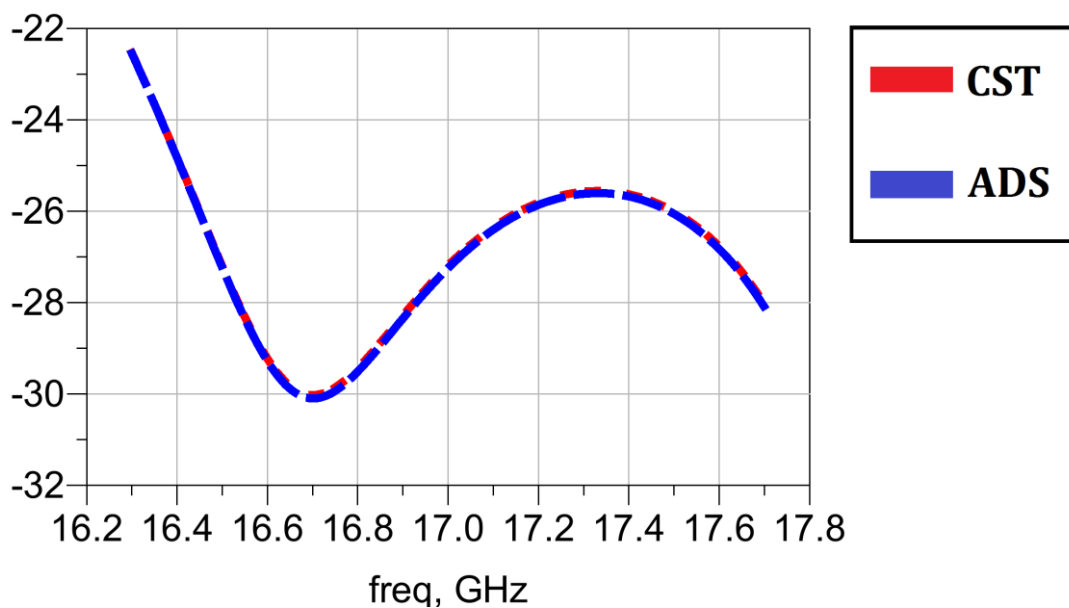


Figura 3.23. Adaptación obtenida en CST (arriba) y en ADS (abajo).

En estas condiciones, el siguiente paso es introducir en las simulaciones la sección de guía de onda subyacente al parche. Ésta consistirá en un tramo de sustrato RF35, recubierto por paredes metálicas, y terminado en cortocircuito a una distancia $\lambda_g/4$ del punto de alimentación. Dicho punto de alimentación (una vía), atravesará completamente el sustrato del parche inferior y el de la guía. Para no cortocircuitarlo con el plano de masa de la guía, es preciso realizar una apertura en éste, de radio a determinar.

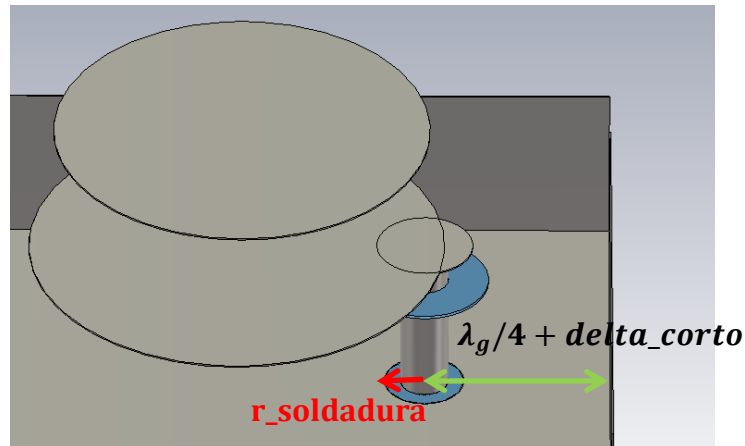


Figura 3.24. Vista de la apertura en el plano de masa (en azul).

Por lo tanto, en esta fase de diseño se han de optimizar dos parámetros: la distancia al corto ($\lambda_g/4 + \delta_{corto}$), y el radio de la apertura en el plano inferior de masa ($r_{soldadura}$). Este último parámetro afecta severamente a la adaptación, como se ve en la Figura 3.25. Cuanto mayor es esta perforación en la pared de la guía, peor es la adaptación del conjunto.

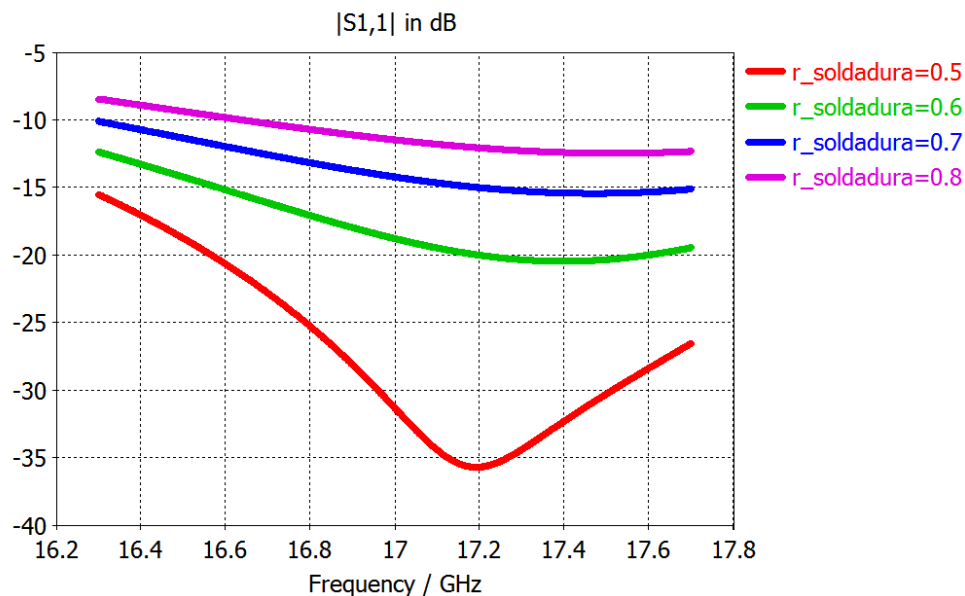


Figura 3.25. Adaptación en función del radio de la apertura en el plano de masa.

En vista de los resultados, se ha determinado que la apertura tenga 0,5 mm de radio, pues se consigue una buena adaptación, dejando además una corona circular suficientemente gruesa (0,2 mm) entre la vía y el plano de masa, para evitar el cortocircuito.

Para optimizar la distancia al corto, también se ha realizado un barrido. El valor más propicio resulta ser $\lambda_g/4 - 1,1 = 2,3 \text{ mm}$, como se observa en la figura 3.26.

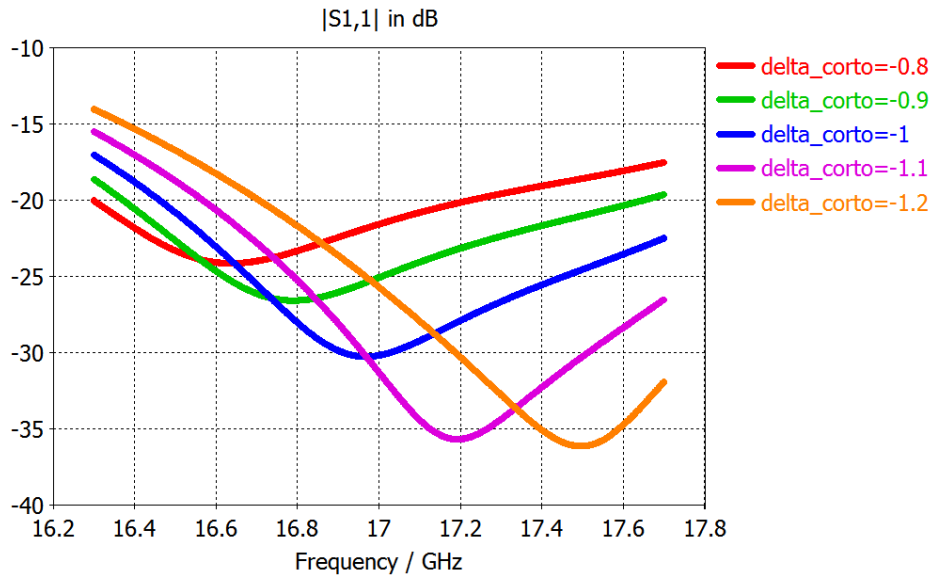


Figura 3.26. Adaptación en función de la distancia al corto, calculada como $\lambda_g/4 + \Delta Corto$

En este momento, se plantea una posible debilidad de carácter mecánico en la antena. Los parches inferiores están conectados al sustrato de SIW mediante una sonda coaxial, que a su vez es la única pieza que mantiene un sustrato unido al otro. Si bien pueden colocarse tornillos de sujeción en varios puntos de la antena, quizá esto no sea del todo práctico de cara a una construcción a mayor escala de la antena actual. Es por ello que se plantea el uso de vías más largas para las paredes de la SIW, que en lugar de subir hasta el plano de masa del sustrato de los parches, atraviesen éste por completo. Esta técnica contribuiría a una estructura más robusta, pues al remachar las vías, éstas apretarán el sustrato del parche contra el de la SIW con más fuerza. No sólo es interesante lograr esto en aras de la robustez mecánica, sino que también lo es para evitar deficiencias en el comportamiento radioeléctrico, pues si los sustratos no están correctamente unidos pueden aparecer espacios de aire entre ellos que pueden afectar severamente a la adaptación de la antena. Por todo ello, se han realizado pruebas en el elemento unitario, simulando las vías pasantes a modo de pared metálica que llega hasta el parche, como se aprecia en la Figura 3.27.

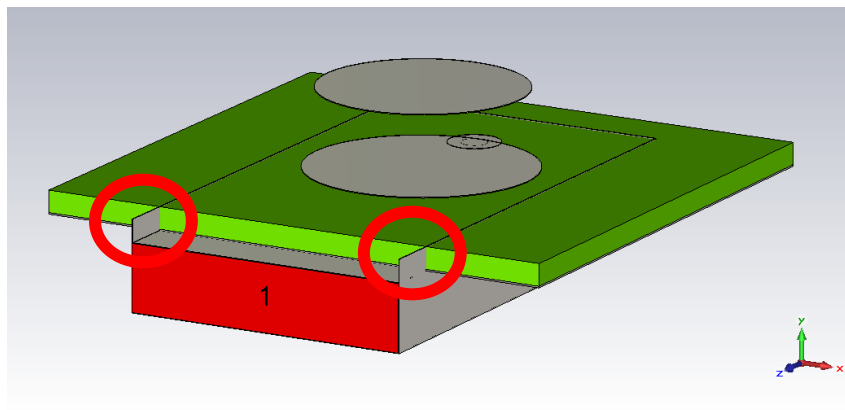


Figura 3.27. Elemento unitario con paredes metálicas hasta la altura de los parches inferiores.

Podemos comparar la respuesta de esta estructura con la que tenía este mismo elemento sin las paredes entrando en el sustrato inferior (Figura 3.28), observando que la diferencia es poco acusada. La curva sube unos 2dB en las frecuencias más bajas y hasta 5 dB para las frecuencias mayores, pero manteniéndose en niveles buenos de adaptación en toda la banda. Por tanto, la opción de colocar las vías atravesando el sustrato del parche inferior para lograr una mayor robustez en la estructura es viable en un futuro.

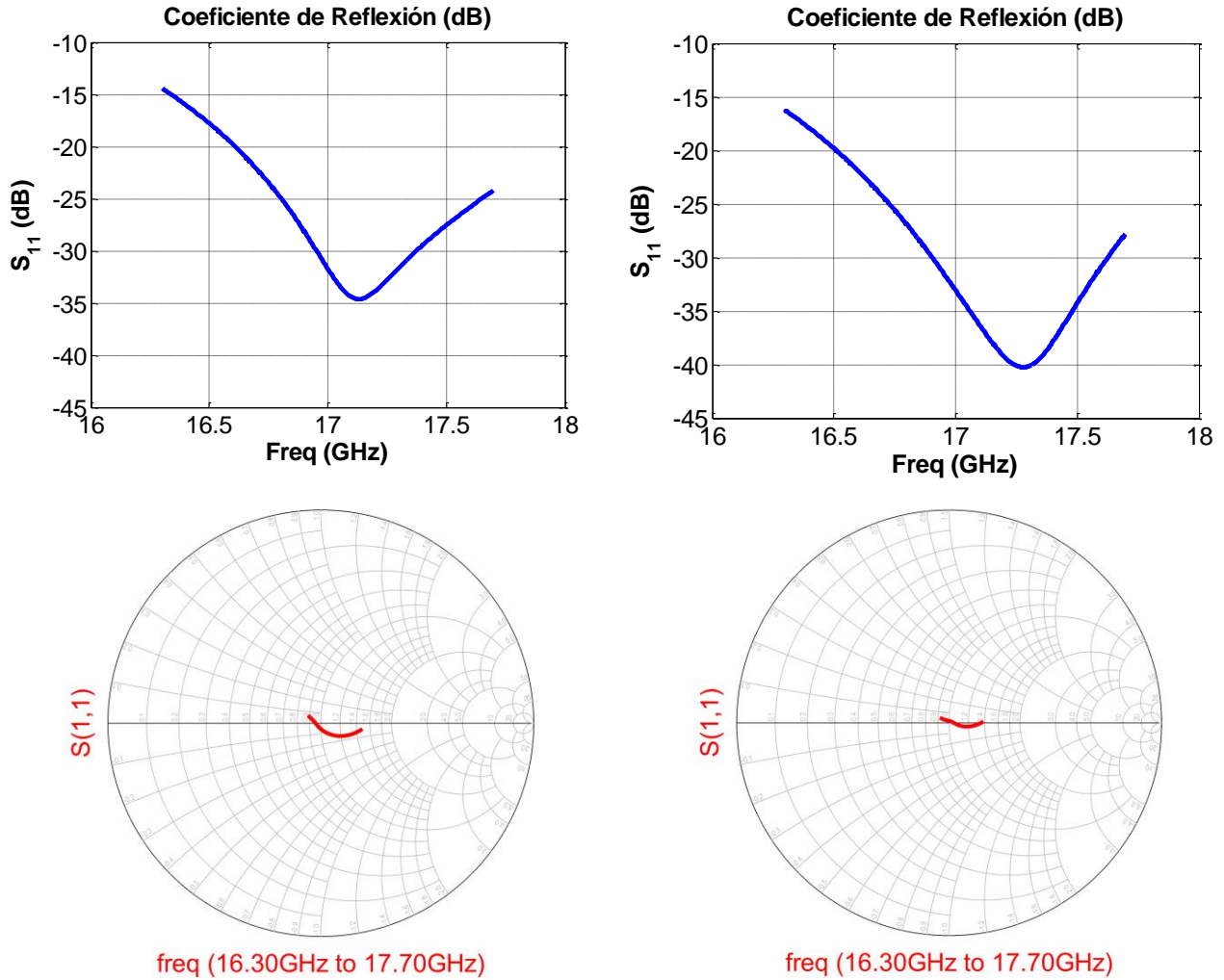


Figura 3.28. Respuesta en adaptación del elemento unitario con las paredes de la SIW atravesando el sustrato del parche inferior (izda) y sin atravesarlo (dcha).

El siguiente paso en el camino hacia una simulación lo más parecida a la versión real es cambiar el tramo de guía de onda por el equivalente en SIW. Para ello, se han utilizado las fórmulas recogidas en [3], con las que se determina que la SIW con vías de 0,6 mm de diámetro tendrá

$$a_{SIW} = 6,82 \text{ mm} \quad s = 1,2 \text{ mm}$$

Donde a_{SIW} es la anchura entre centros de vías a ambos lados de la guía, y s la separación entre centros de dos vías adyacentes.

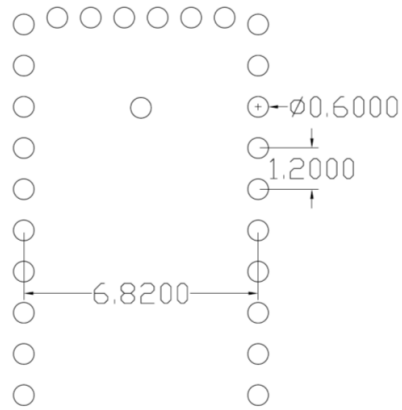


Figura 3.29. Tramo de SIW subyacente al parche.

El parche alimentado con esta estructura queda como se observa en la Figura 3.30. Ha sido preciso colocar un puerto en guía de onda convencional, pues CST no permite definir puertos directamente sobre la SIW.

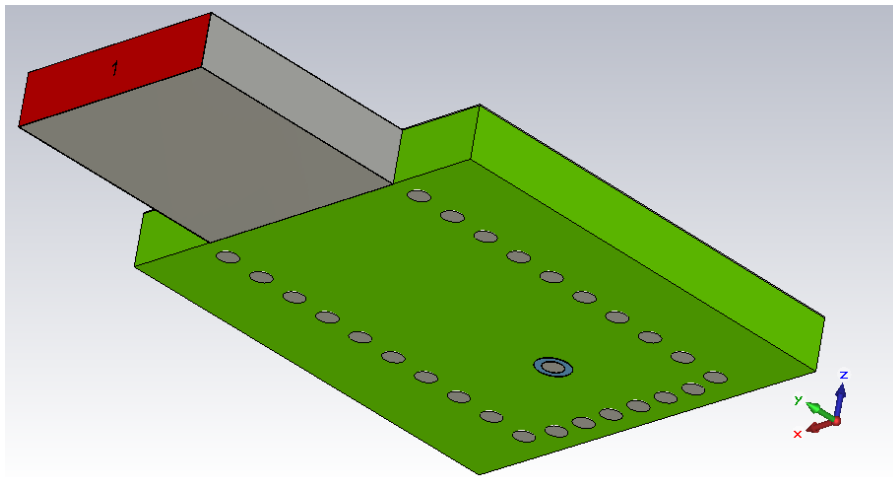


Figura 3.30. Parche alimentado mediante SIW. Se ha ocultado el plano de masa para mejor visibilidad.

La estructura anterior presenta un buen comportamiento en reflexión en toda la banda, por debajo de -17 dB:

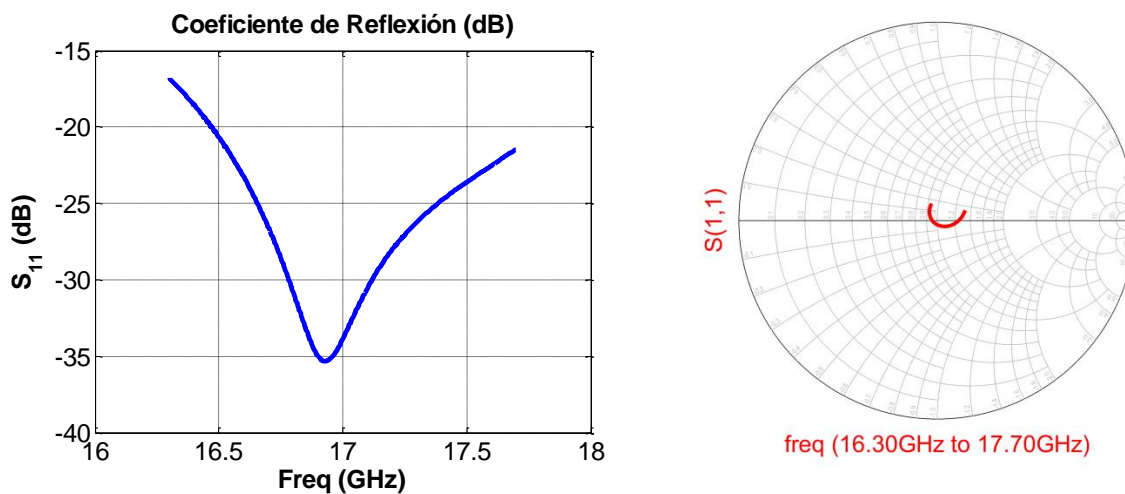


Figura 3.31. Respuesta en reflexión del parche sobre SIW

En lo que respecta al comportamiento en radiación del parche anterior, destaca el nivel de lóbulos secundarios, que no rebasa los -20 dB en ninguno de los dos planos principales. También es notable el valor de ganancia del elemento unitario, situado en 7,2 dB.

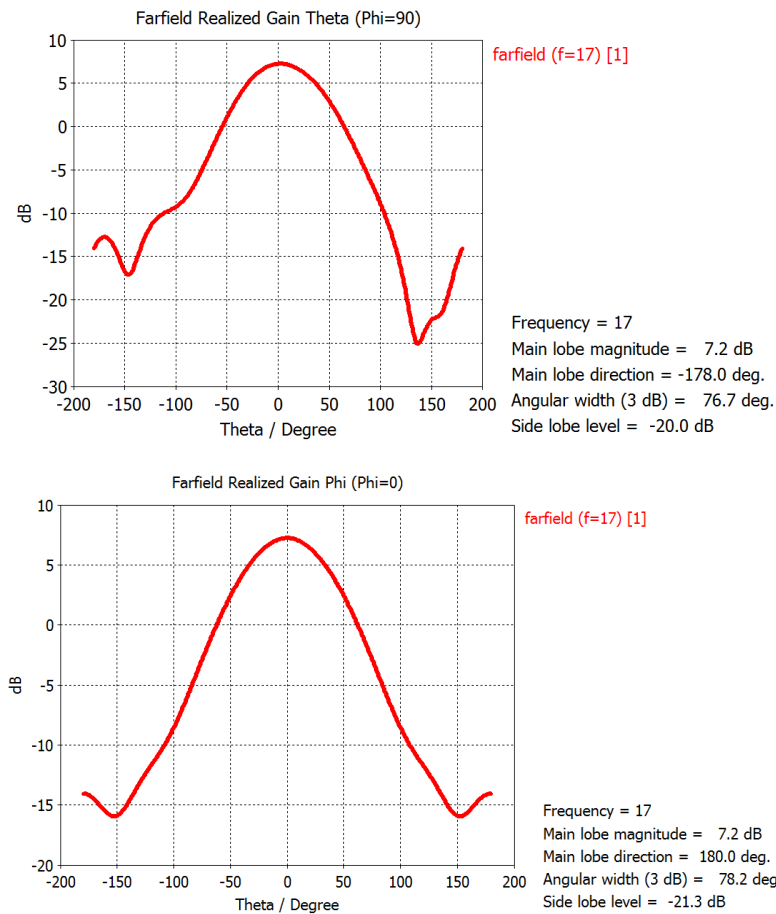


Figura 3.32. Diagrama de radiación del elemento unitario en el plano E (arriba) y plano H (abajo). Se muestra en ambos casos la componente copolar.

El nivel de contrapolar en el plano E es despreciable. En el plano H, si bien más elevado, se mantiene en niveles muy bajos en todas las direcciones del espacio (Figura 3.33).

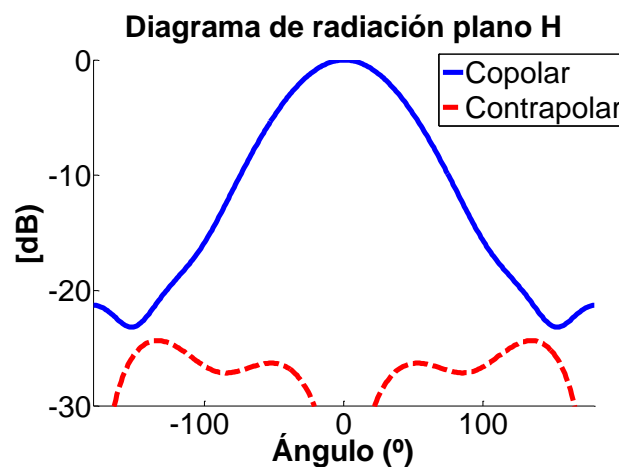


Figura 3.33. Componentes (normalizadas) copolar y contrapolar del elemento unitario en el plano H.

3.4.2. Array de parches

Conseguido el elemento radiante unitario, se diseña una sencilla red de alimentación en forma de H (Figura 3.34), pues como se vio, el problema de la polarización de sentido opuesto desaparece si todos los parches se alimentan desde el mismo punto, ya que así las corrientes que circulan por ellos tendrán todas el mismo sentido.

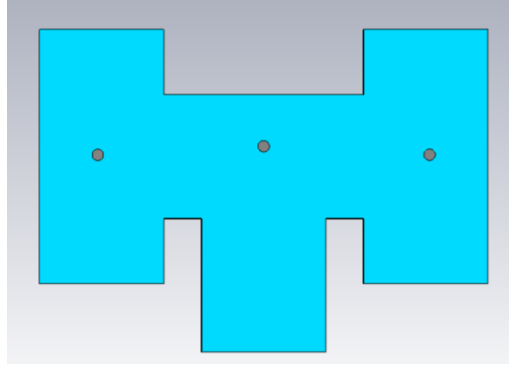


Figura 3.34. Red de alimentación en guía de onda, con forma de H.

La reflexión conseguida en el puerto de entrada (1) es menor que -20 dB en toda la banda (Figura 3.35). La transmisión de potencia desde el puerto de entrada hasta las cuatro salidas es también próxima a la ideal de -6 dB (pues se busca transmitir 1/4 de la potencia suministrada a cada puerto de salida).

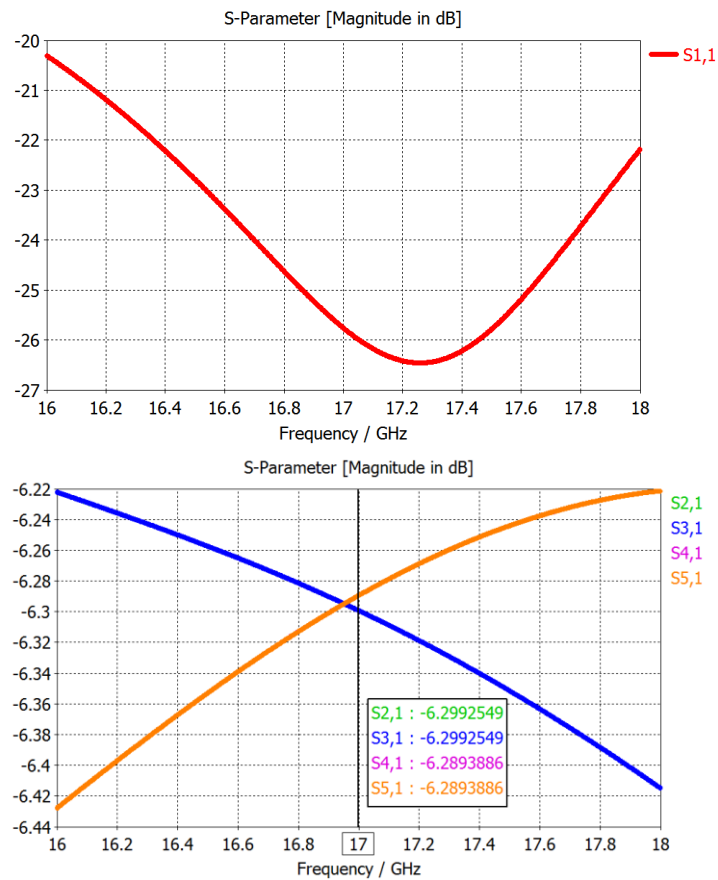


Figura 3.35. Respuesta en reflexión (arriba) y en transmisión de la red de la Figura 3.34

Sin embargo, con este diseño, la entrada de la red de alimentación deja poco margen para acercar los parches entre sí, como se observa en la Figura 3.36.

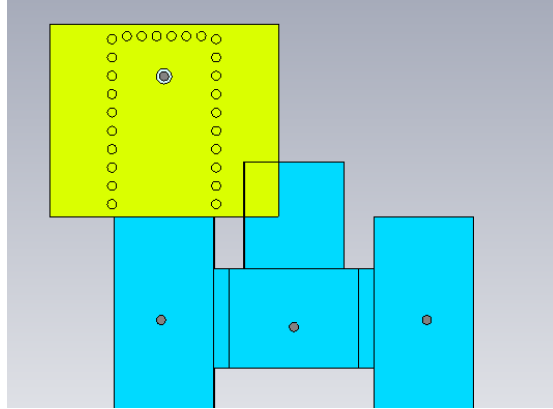


Figura 3.36. Red de alimentación con forma de H. La pared de la guía del parche está muy próxima a la pared de la guía de la entrada a la red de alimentación, dejando poco margen para aproximarlos.

Este impedimento elimina la posibilidad de reducir los *grating lobes* mediante el acercamiento de los elementos radiantes. Por ello, se pasa a un diseño de red de alimentación donde la alimentación no es mediante guía de onda, sino por sonda coaxial vertical (Figura 3.37).

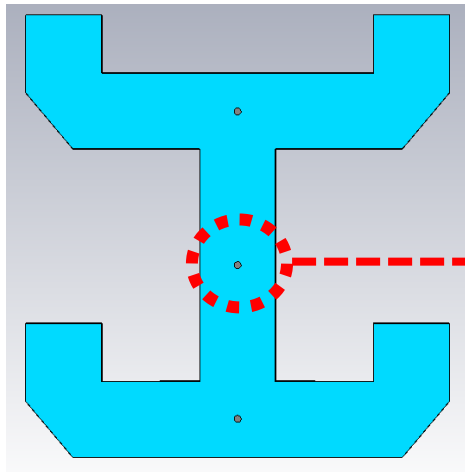


Figura 3.37. Vista superior de la red de alimentación alimentada por sonda coaxial.

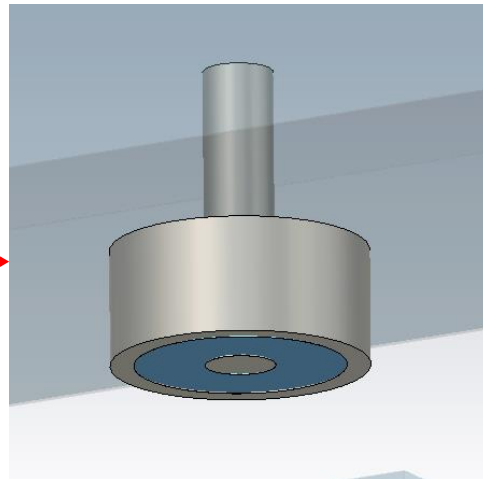


Figura 3.38. Detalle de la sonda coaxial que alimenta la red.

Esta forma de excitación tiene la ventaja de no ocupar espacio en la capa de alimentación, como ocurría con la entrada de guía de onda. De esta manera, se facilita la replicación del array de parches en una antena de mayores dimensiones. Además, acondiciona la antena para ser directamente medida en un analizador de redes mediante un cable coaxial con conector SMA.

El conector coaxial simulado en CST está relleno de dieléctrico teflón ($\epsilon_r = 2,1$). El diámetro del dieléctrico es de 4,1 mm, mientras que el del conector interior o alma es de 1,28 mm. El conector exterior se conectará al plano de masa mediante soldadura. Para no cortocircuitar el alma con ningún plano de masa, habrá que realizar un vaciado de cobre tanto en el plano de masa superior como en el inferior. El diámetro de estos vaciados se optimizará mediante simulación, para lograr la mejor adaptación.

En la Figura 3.39 se puede comprobar que el funcionamiento de esta estructura es comparable al modelo alimentado mediante guía de onda, pues se consigue una adaptación mejor que -15 dB en toda la banda, y una transmisión también en los valores esperados, próximos a -6 dB.

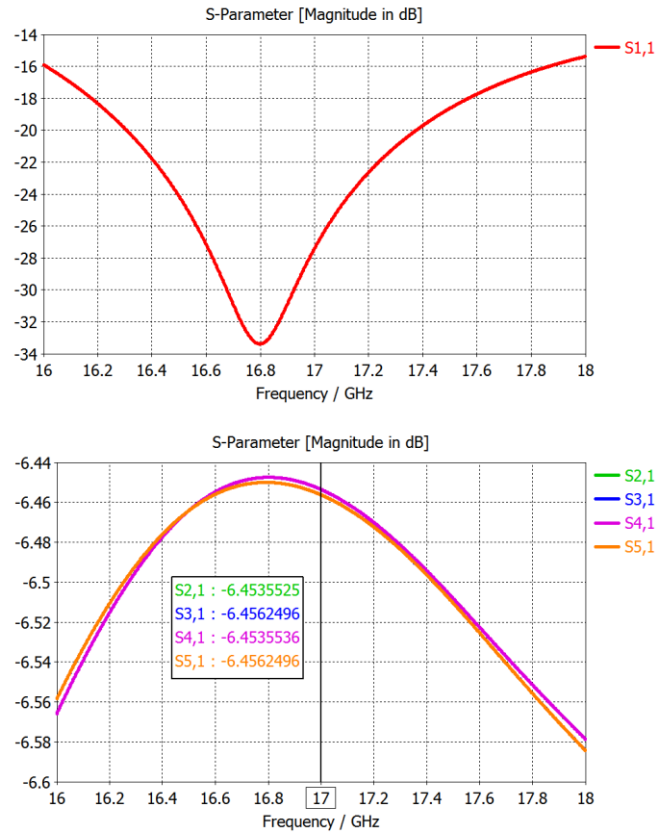


Figura 3.39. Respuesta en reflexión (arriba) y transmisión de la red de la Figura 3.37.

A los puertos de salida de esta red, se conecta el elemento unitario ya diseñado, con los resultados siguientes:

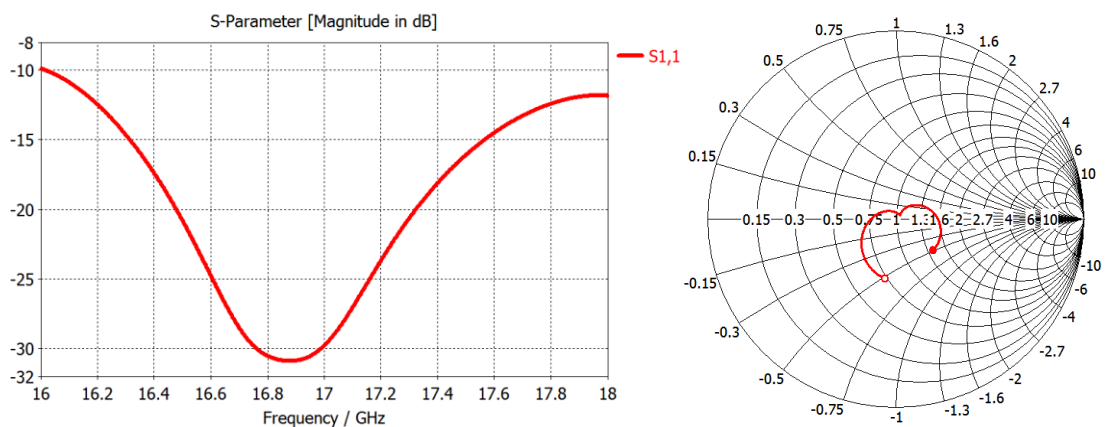


Figura 3.40. Adaptación del array de parches, con la red de alimentación de la Figura 3.37.

El comportamiento en adaptación es correcto, con un ancho de banda a -15 dB de aproximadamente 1,25 GHz (7,35%). Sin embargo, en esta disposición inicial, los elementos radiantes están separados por una distancia mucho mayor que $\lambda_0 = 17,7 \text{ mm}$ (Figura 3.41), provocando un nivel inaceptable de *grating lobes*

(*Side Lobe Level* de -2 dB) en el diagrama de radiación. Nótese que la dirección de máximo apuntamiento es según z , es decir, $\theta = 0^\circ$.

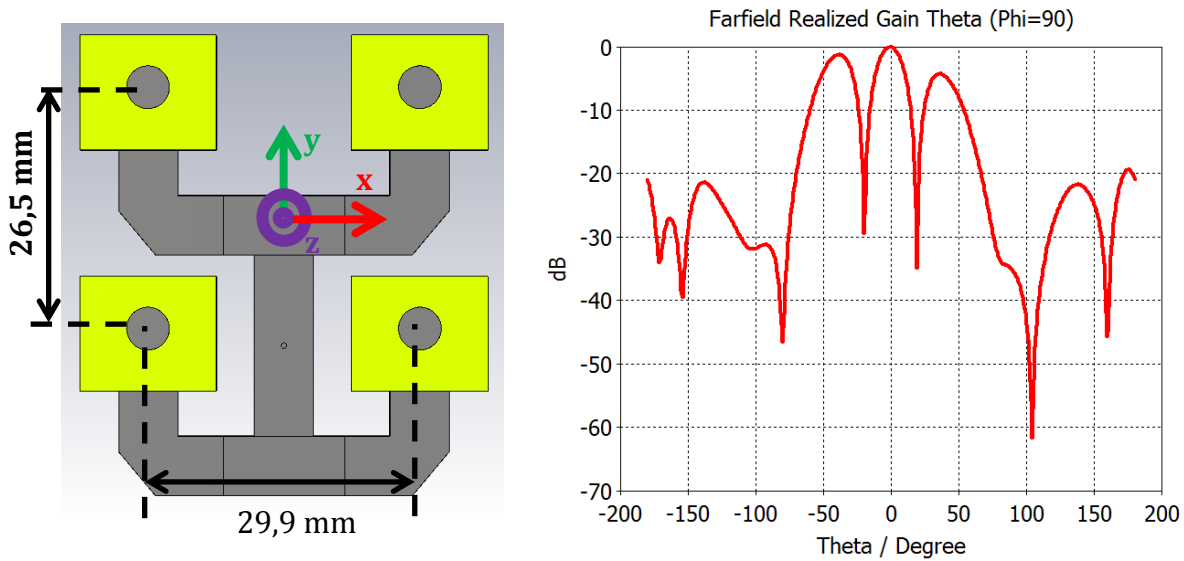


Figura 3.41. Distribución inicial de los parches y diagrama de radiación (copolar plano E) obtenido.

Para reducir el nivel de lóbulos secundarios, se colocan los parches lo más cerca posible entre sí. Para ello, se acortan secciones de guía de onda de manera equitativa para los cuatro parches. Si bien se logra mejorar el SLL hasta los -6,6 dB (Figura 3.42), se trata de un nivel todavía muy elevado. La presencia de estos lóbulos secundarios tan elevados se justifica por las distancias de separación entre los parches, que superan λ_0 , hecho que provoca la aparición de *grating lobes*.

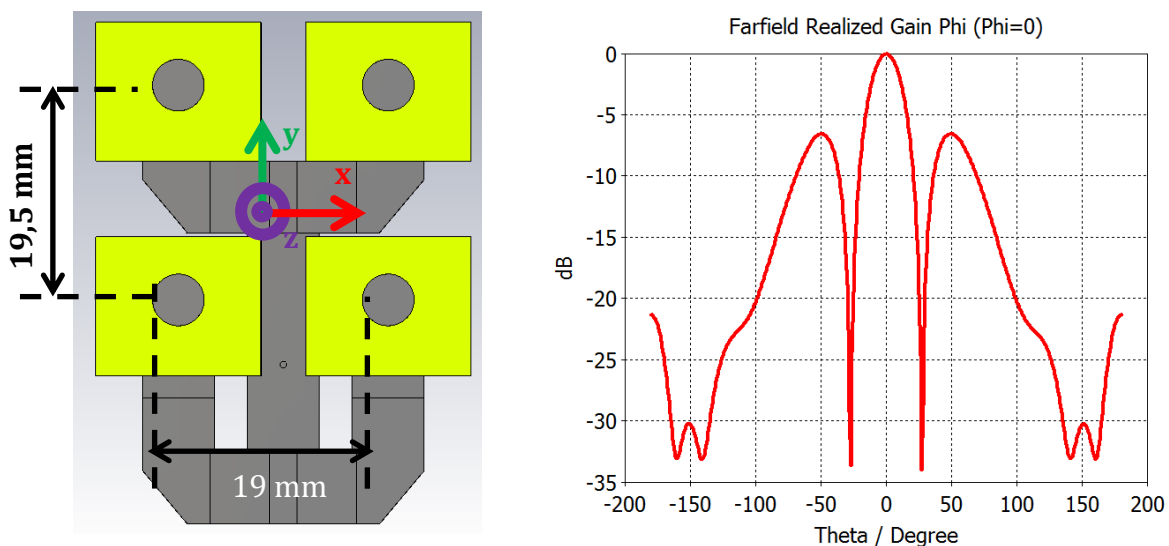


Figura 3.42. Distribución con parches acercados y diagrama de radiación (copolar plano E).

Debido a la imposibilidad de acercar más entre sí los elementos radiantes, se decide que lo mejor es recurrir de nuevo al uso de guía de onda de anchura 5 mm, pues con tramos de guía más estrechos, los parches podrán estar más cerca. Además, el nuevo trabajo puede orientarse a conseguir una red de alimentación lo más sencilla posible, es decir, con forma de H y alimentada mediante sonda coaxial vertical en su centro.

3.5. Antena de parches con guía de 5 mm

3.5.1. Red de alimentación

Empleando nuevamente las fórmulas recogidas en [3], se obtiene el ancho de SIW correspondiente a un ancho de guía de 5 mm:

$$a_{SIW} = 5,4 \text{ mm}$$

Procediendo igual que en el caso de la red de alimentación para ranuras, se inicia el diseño en guía de onda convencional. Se optimizan los radios de los vaciados en el plano de masa inferior y superior, y la distancia del poste metálico de adaptación. A continuación, se crea la red homóloga en tecnología SIW. Como la correspondencia entre guía de onda convencional y SIW no es perfecta, fue necesario realizar alguna optimización, para llegar a un buen resultado tanto en reflexión como en transmisión. En la Figura 3.43 se presentan estos resultados, donde destaca la adaptación mejor que -15 dB en prácticamente la totalidad de la banda de trabajo.

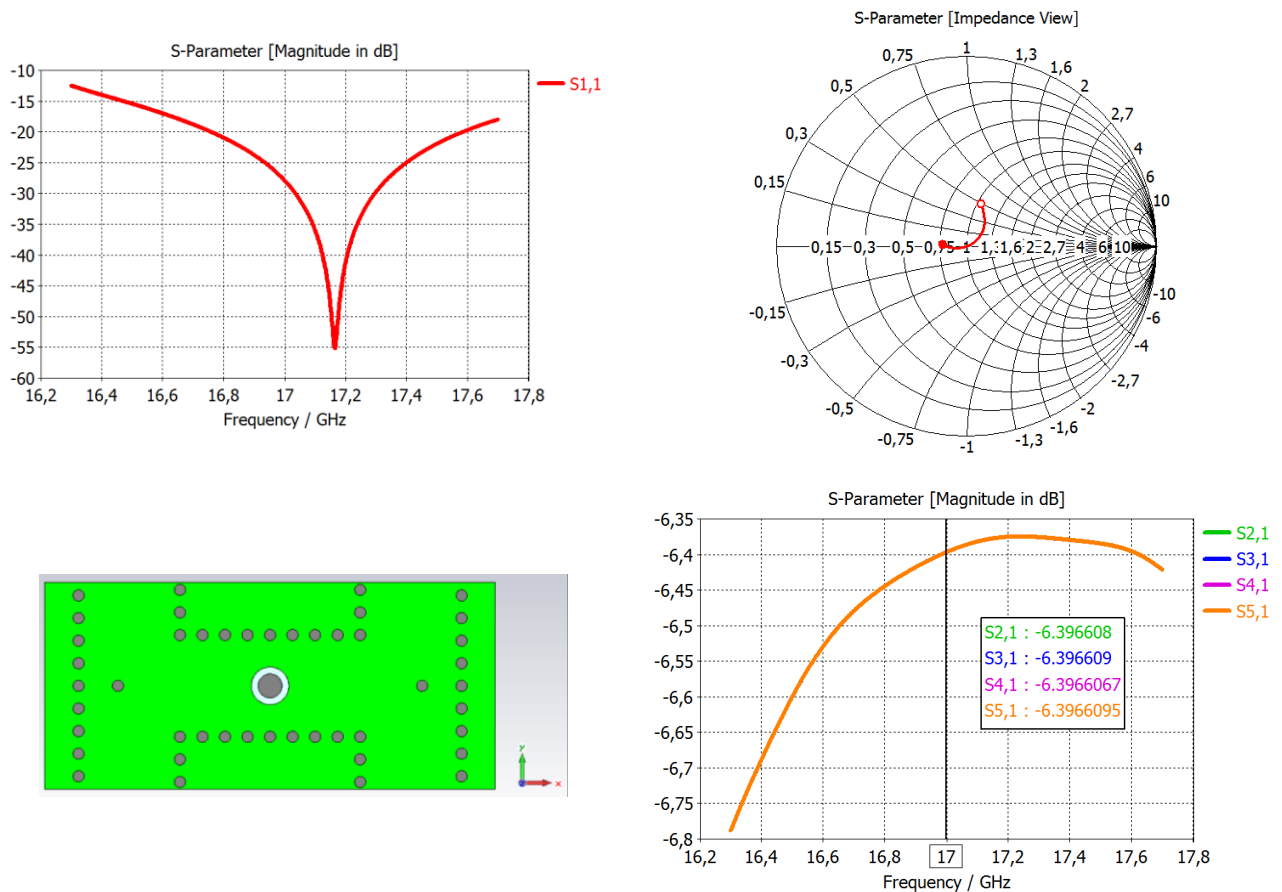


Figura 3.43. Comportamiento en reflexión (arriba) y transmisión (abajo) de la red de alimentación en SIW.

3.5.2. Elemento unitario

Dado que hasta el momento el principal problema ha sido la aparición de los *grating lobes*, y la imposibilidad de eliminarlos, esta vez el diseño del elemento unitario se realizará pensando en cómo se comportará dentro de un array de 2x2 elementos. Para ello, se utilizará una herramienta integrada en CST que permite

calcular el diagrama de radiación de un array bidimensional a partir del diagrama de radiación simulado de un solo elemento.

El prototipo que se presenta (Figura 3.44) tiene un parche inferior con radio 1,8 mm y un parche superior de radio 1,6 mm. Debido a estas dimensiones tan reducidas, se decide utilizar sustrato de 0,762 mm de espesor también para el parche inferior, pues el material de 0,5 mm es susceptible de sufrir el levantamiento de elementos de cobre tan pequeños como los parches propuestos.

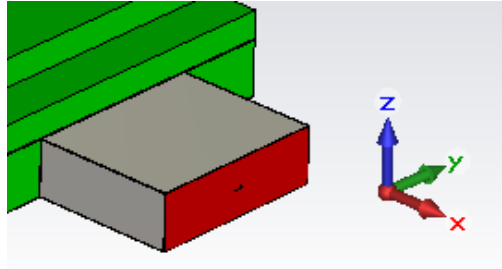


Figura 3.44. Elemento unitario alimentado con guía de 5 mm de ancho.

A continuación se presentan los diagramas de radiación de este elemento. Nótese que la dirección de máximo apuntamiento es según z, es decir, $\theta = 0^\circ$.

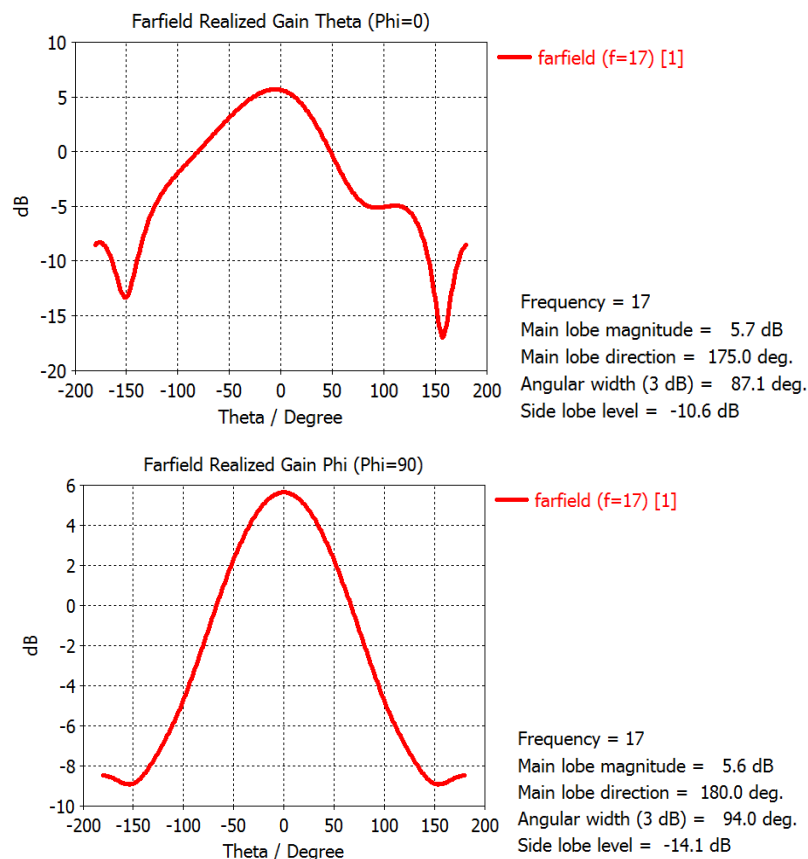


Figura 3.45. Diagramas de radiación del elemento unitario, en el plano E (arriba) y plano H. Se muestra la componente copolar.

Como se aprecia (Figura 3.45), el elemento tiene una ganancia de 5,7 dB y un nivel de lóbulos secundarios menor que -10 dB en ambos planos. Haciendo uso de la herramienta comentada, se calcula el diagrama de radiación (Figura 3.46) de un

array de 2x2 elementos, espaciados dos a dos por una distancia de 12 mm (equivalente a aproximadamente $0,67\lambda_0$).

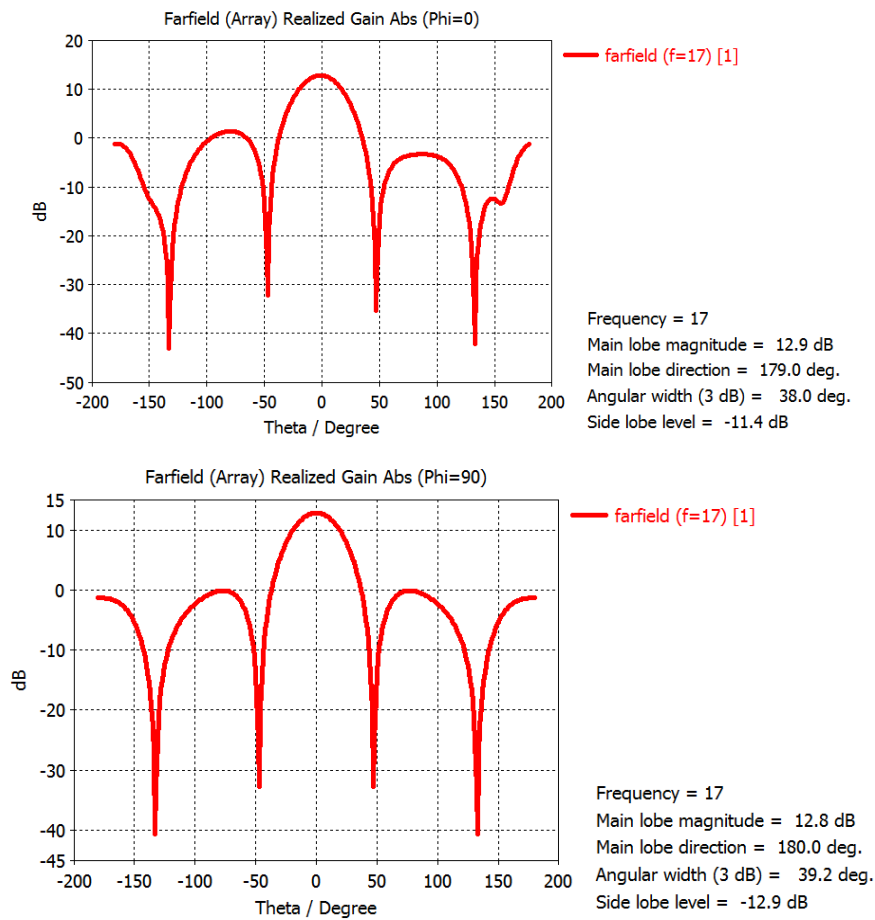


Figura 3.46. Diagrama de radiación en el plano E (arriba) y plano H (abajo), estimado con la herramienta del CST, del array de 2x2 parches como el presentado. Se representa sólo la componente copolar.

La ganancia de la antena simulada sería de 12,9 dB, con un nivel de lóbulos secundarios aceptable, sin rebasar el umbral de los -10 dB en ninguno de los dos planos principales. El nivel de contrapolar es ínfimo en el plano E, y si bien en el plano H es más elevado, se encuentra en niveles muy bajos (Figura 3.47).

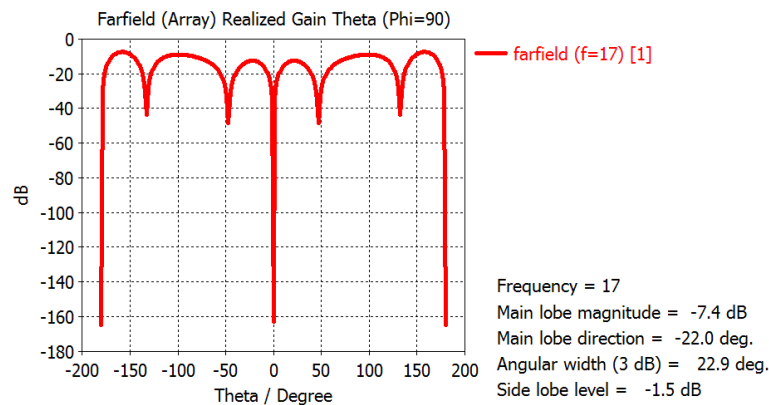


Figura 3.47. Nivel de contrapolar en el plano H del array de 2x2 parches simulado.

El parche cuenta con un ancho de banda a -15 dB de aproximadamente 600 MHz (3,53%). Si bien es mejorable, se deja la tarea de optimizarlo para cuando esté integrado en la estructura completa. Esta decisión se fundamenta en la constatación de que, debido a las reducidas dimensiones de los tramos de guía, el comportamiento de los distintos elementos que componen la antenna (red de alimentación y elementos radiantes) no siempre es el esperado una vez se juntan en una sola estructura. Por ello, se considera oportuno comenzar a diseñar el elemento por separado, pero dejar el ajuste fino para la etapa de integración en la antenna completa.

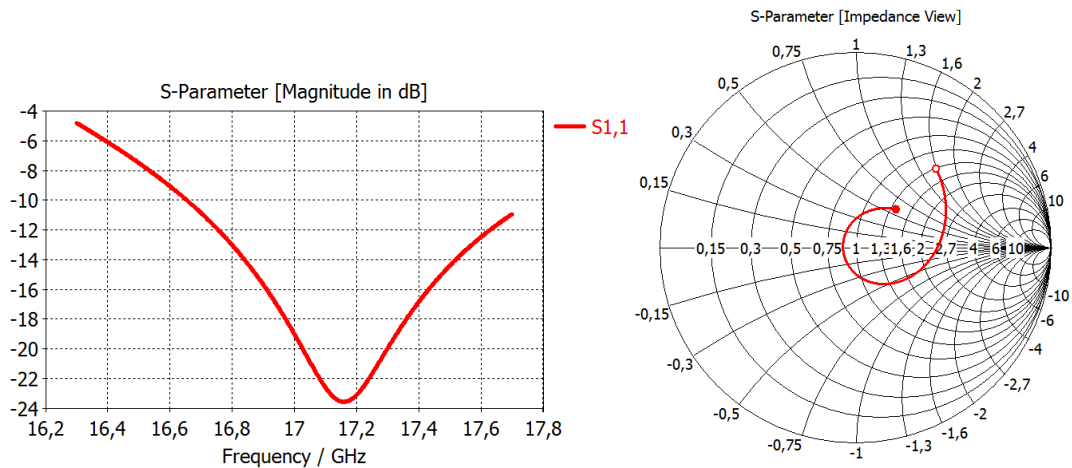


Figura 3.48. Adaptación del elemento unitario.

3.5.3. Array de parches

Se prueba a conectar el elemento unitario descrito en el punto 3.5.2 a las salidas de la red expuesta en el apartado 3.5.1. El resultado en radiación presenta unos lóbulos secundarios elevados, debido a que los parches quedan separados 15 mm (distancia entre centros) en horizontal, y 16 mm en vertical. Por ello, se decide acortar el tramo de guía central (para acercar los parches en la dirección x) y aproximar los puntos de alimentación de los parches hacia el distribuidor de potencia en T (para acercarlos en la dirección y). Se logra una separación de 12,6 mm en horizontal, y 11,2 mm en vertical. Estos valores se aproximan a los 12 mm empleados para estimar el diagrama de radiación del array completo a partir del diagrama del elemento unitario, con lo cual, cabe esperar un buen comportamiento en radiación de esta antenna.

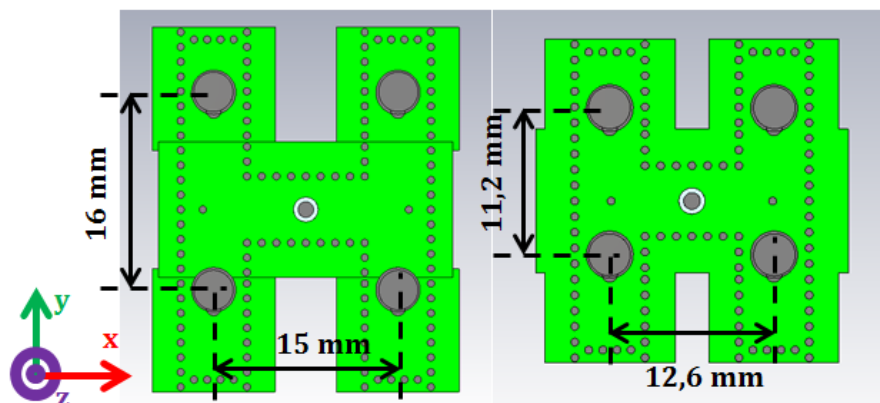


Figura 3.49. Vista general de la antenna antes y después de aproximar los parches.

La adaptación inicial de esta conformación es limitada, pues los modos superiores no llegan a atenuarse completamente en secciones de guía tan cortas. Por ello se investigan diversas técnicas para mejorar el ancho de banda:

- Variar la distancia entre el poste de adaptación (en verde, Figura 3.50) y la entrada al divisor de potencia. Es la forma más inmediata de optimizar la adaptación.
- Modificar la forma de las esquinas del divisor de potencia en T, mediante el desplazamiento en y de las vías señaladas en rojo en la Figura 3.50. Esta técnica se ha empleado en otros trabajos [1] con resultados satisfactorios.
- Acercar o alejar los postes a ambos lados del conector coaxial (en morado, Figura 3.50)

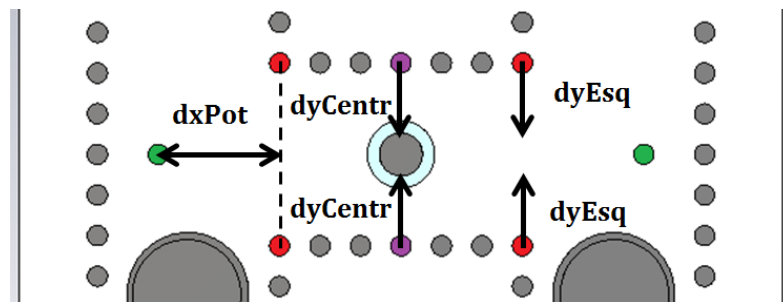


Figura 3.50. Vías sometidas a variaciones en su ubicación.

La mecánica de trabajo es observar el comportamiento en carta de Smith en función de la variación de cada parámetro, para así entender mejor cómo afecta a la adaptación cada elemento. De esta forma, será más sencillo conseguir una adaptación global óptima.

En la Figura 3.51 se presentan los resultados obtenidos. Se verifica que al incrementar la distancia $dxPot$ desde la entrada al divisor de potencia hasta el poste de adaptación, la curva en carta de Smith se abre y se desplaza hacia la derecha, es decir, hacia impedancias más altas. Asimismo, introduce un ligero comportamiento inductivo, yendo hacia valores imaginarios positivos. Por su parte, la vía central hace aumentar la impedancia si es acercada hacia el conector coaxial, introduciendo además un ligero comportamiento capacitivo, bajando la curva hacia valores imaginarios negativos. La curva de adaptación ni se abre ni se cierra, por lo que el ancho de banda no será afectado en demasía. Finalmente, si las vías de las esquinas del distribuidor de potencia se acercan entre sí, disminuye la impedancia, que además se desplaza a valores más capacitivos. La curva de adaptación se cierra rápidamente, lo cual posibilita un ancho de banda mayor en caso de que la curva estuviera centrada en la carta de Smith.

Además de las técnicas expuestas, se han probado otras para buscar una mejor adaptación global, a saber:

- Variación del tamaño de la apertura del plano de masa superior e inferior.
- Introducción de anillos metálicos en dichas aperturas.
- Variación de la distancia desde el punto de alimentación de los parches al cortocircuito, de los tamaños de los parches, y del espesor del *foam*.
- Incluso se ha sopesado la posibilidad de alterar la forma de los parches, concediéndoles la forma de un cuadrado intersecado con un círculo. Esta técnica ha demostrado ser efectiva en el aumento del ancho de banda [8].

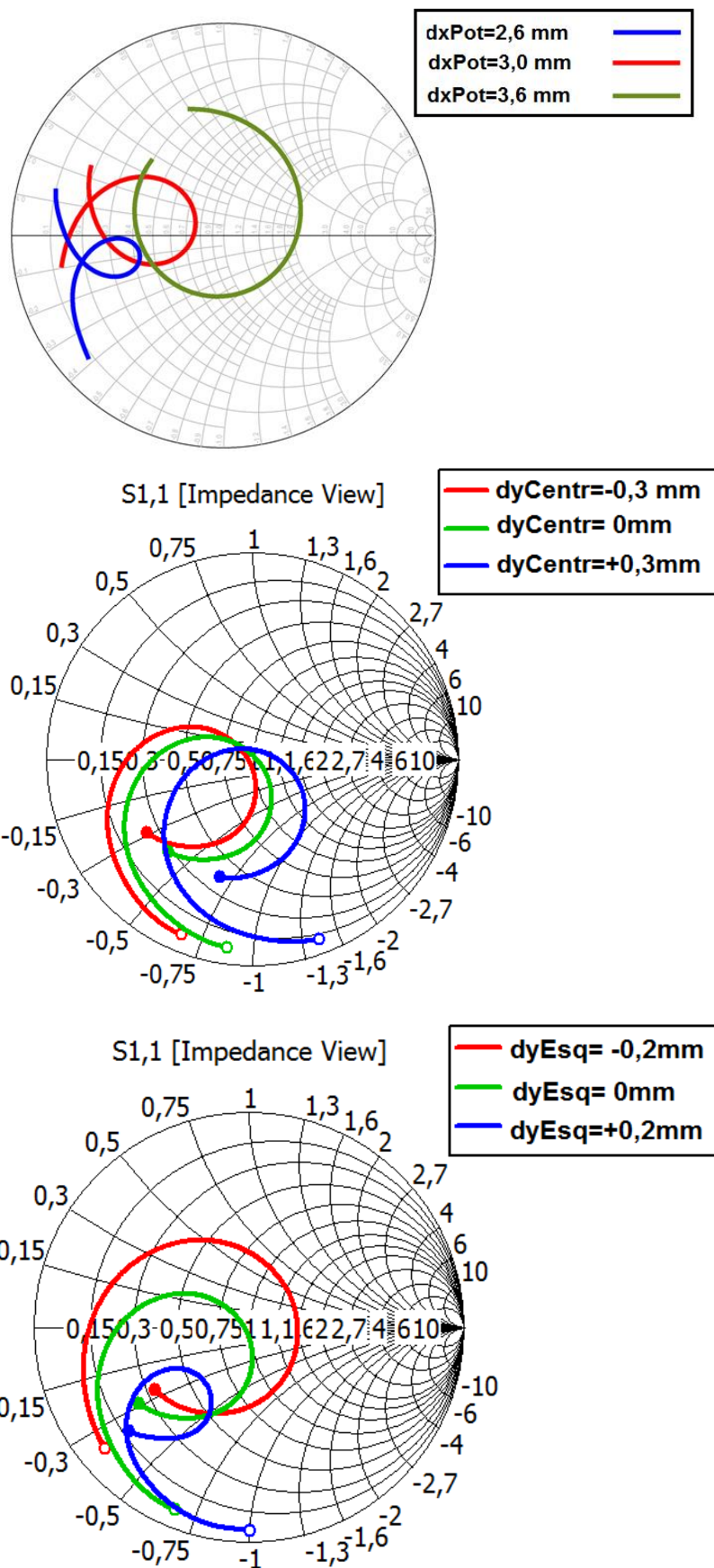


Figura 3.51. Comportamiento en carta de Smith de la adaptación de la antena, en función de la posición de los distintos postes metálicos.

Se ha realizado una gran cantidad de simulaciones para lograr un ancho de banda mayor que el inicial. El resultado final es la antena de la Figura 3.52. Se trata de una estructura de perfil cuadrado, de dimensiones 30 x 30 x 4,102 mm.

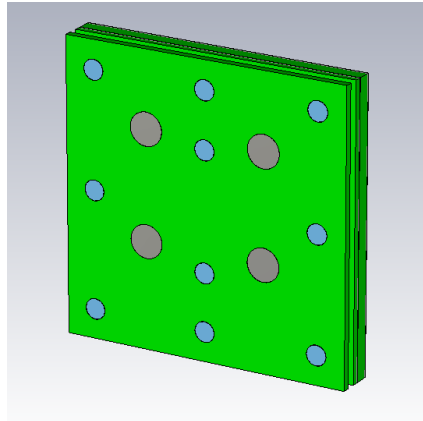


Figura 3.52. Vista en perspectiva del modelo final de la antena.

En la siguiente tabla se recogen los valores finales de los parámetros empleados en las simulaciones para optimizar la adaptación.

Variable	Valor (mm)	Descripción
$dxPot$	3,2	Distancia del poste adaptador a la entrada del divisor de potencia.
$dyCentr$	0	Desplazamiento de las vías centrales hacia el alma del coaxial (ver Fig. 3.51).
$dyEsq$	0,2	Desplazamiento de las vías en las esquinas del divisor de potencia hacia el centro de la guía (ver Fig. 3.51).
$r_{apertura}$	1,2	Radio del vaciado de cobre alrededor del alma coaxial en el plano de masa inferior (ver Fig. 3.54).
$r_{apertura_sup}$	1,3	Radio del vaciado de cobre alrededor del alma coaxial en el plano de masa superior (ver Fig. 3.54).
r_{anillo_sup}	1	Radio del anillo metálico en el plano de masa superior, al cual se soldará el extremo del alma del coaxial (ver Fig. 3.54).
$r_{vaciado_p}$	0,5	Radio del vaciado de cobre en el plano de masa inferior, alrededor de la vía que alimenta los parches.
$r_{vaciado_p_sup}$	0,5	Radio del vaciado de cobre en el plano de masa superior, alrededor de la vía que alimenta los parches.
$dist_corto$	5,8	Distancia desde la vía de alimentación del parche hasta el cortocircuito de la SIW.
rp_{inf}	1,9	Radio del parche inferior.
rp_{sup}	1,7	Radio del parche superior
$r_{hueco_soldadura}$	1,5	Radio del taladro en el sustrato de los parches inferiores, justo sobre el alma del coaxial.

Tabla 3.2. Valores de las variables empleadas en las simulaciones.

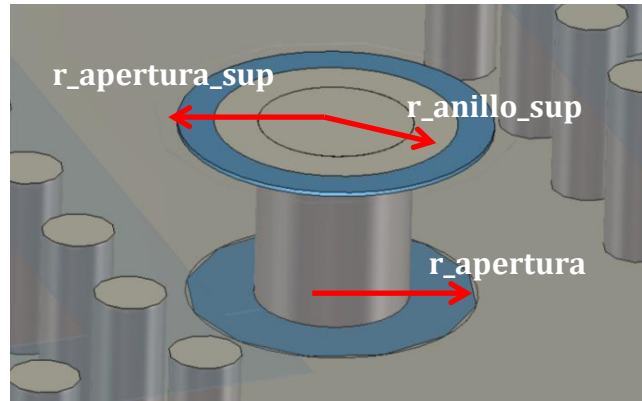


Figura 3.53. Detalle de la sección del alma del coaxial en el interior del sustrato de la SIW.

La adaptación de esta antena presenta una resonancia en 17,02 GHz, y un ancho de banda a -15 dB de 300 MHz (1,8 %). Este valor es menor de lo deseable, y la explicación se encuentra en las reducidas dimensiones de la antena. En tramos tan cortos de SIW, los modos superiores al fundamental no se atenúan lo suficiente, impidiendo una adaptación de mayor ancho de banda. Se puede comprobar que antes de acercar los parches mediante el acortamiento de las secciones de guía, el ancho de banda a -15 dB abarcaba prácticamente toda la banda de trabajo (Figura 3.43). Por tanto, se puede afirmar que ha sido necesario encontrar un compromiso entre ancho de banda y nivel de lóbulos secundarios.

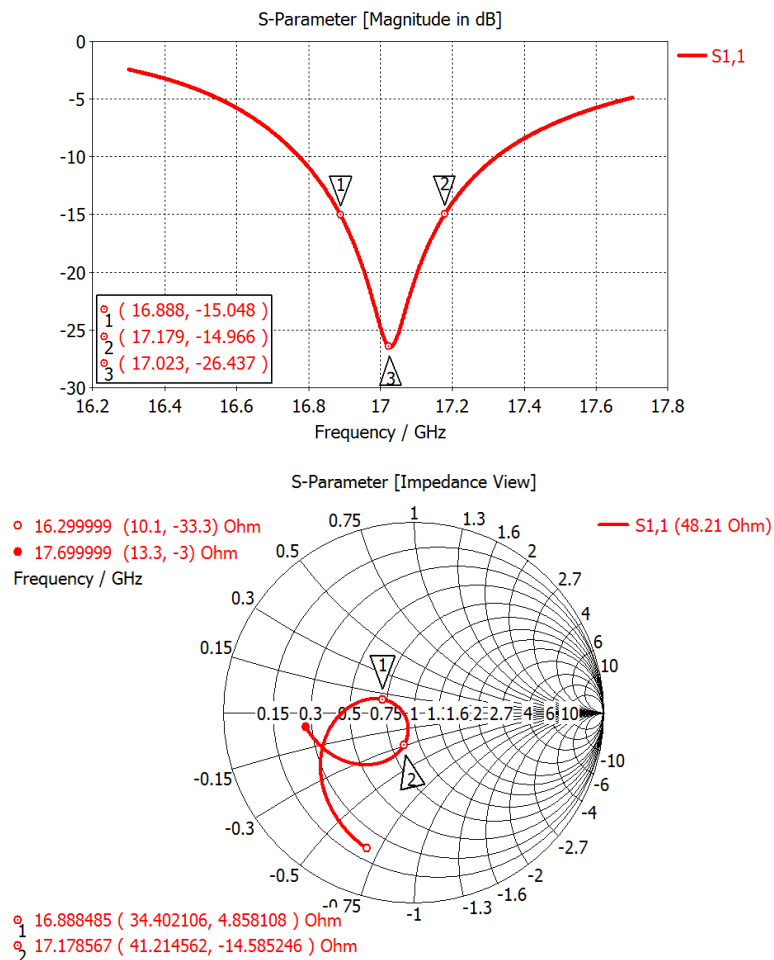


Figura 3.54. Adaptación de la antena final diseñada.

En cuanto al diagrama de radiación (Figura 3.55), se han logrado valores buenos de SLL, por debajo de -10 dB en ambos planos (Tabla 3.3). El ancho de haz en ambos planos es muy parejo, otorgando al diagrama de radiación la forma de pincel característica de las antenas directivas. Además, el nivel de contrapolar es, como cabría esperar, muy bajo en el plano E, y también bajo en el plano H, como ocurre en antenas con polarización lineal como la presentada.

Nótese que la dirección de las corrientes, y por tanto la componente copolar, es según y. La dirección de apuntamiento de la antenna es según z. Por lo tanto, el plano E es $\phi = 90^\circ$, y el plano H, $\phi = 0^\circ$.

Parámetro	Valor
Directividad	13,85 dB
Ganancia	13,34 dB
Eficiencia de radiación	88,92%
SLL (plano E)	-12,1 dB
SLL (plano H)	-15,2 dB
Ancho de haz a -3 dB (plano E)	35,3°
Ancho de haz a -3 dB (plano H)	36,7°

Tabla 3.3. Características del diagrama de radiación de la antenna, a $f=17$ GHz.

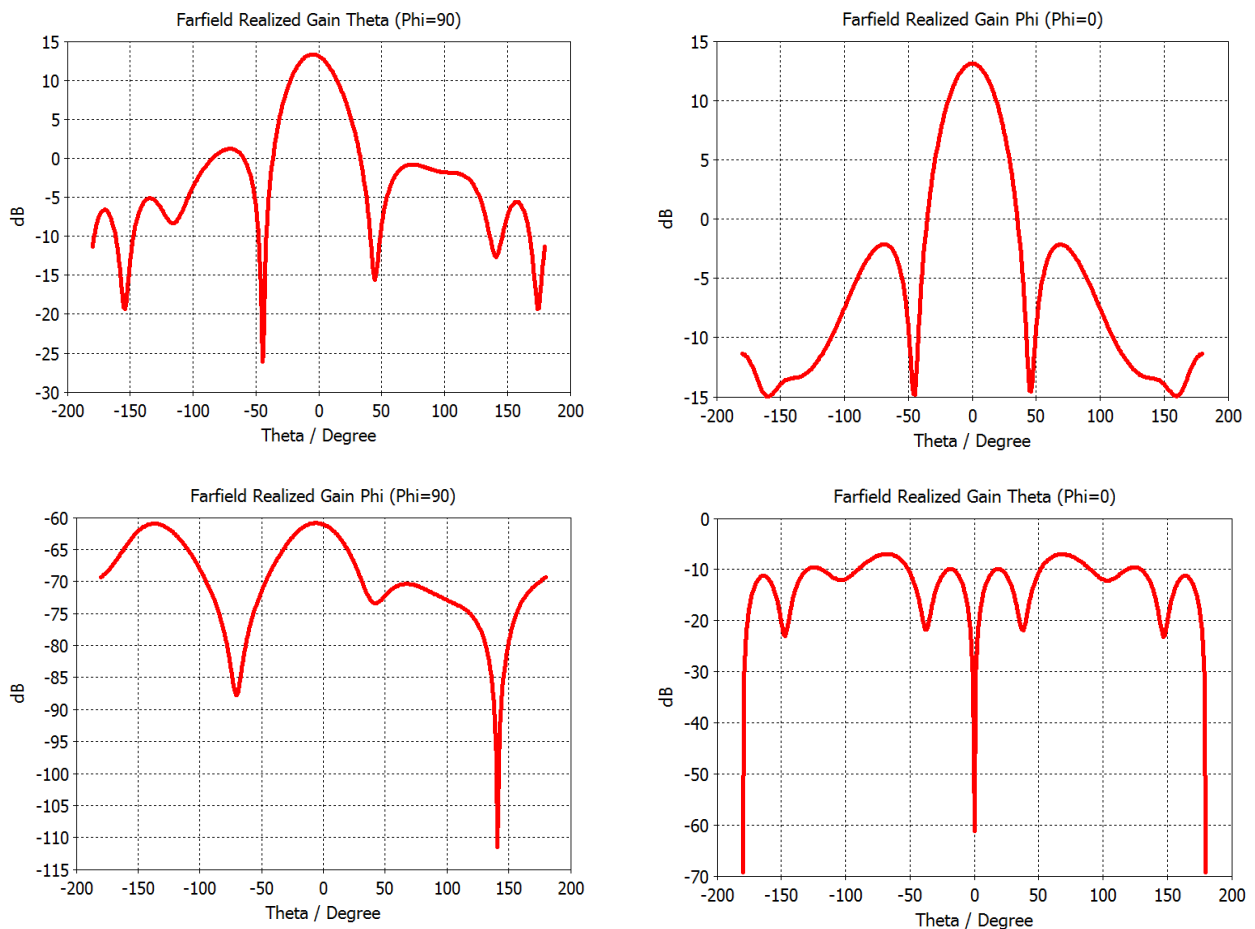


Figura 3.55. Componente copolar (arriba) y contrapolar (abajo) en el plano E (izda) y plano H (dcha).

También cabe subrayar el hecho de que el plano H presenta un diagrama completamente simétrico, mientras que en el plano E se observa claramente una asimetría con respecto al centro. La causante es la vía de alimentación de los parches: en el corte del plano E la vía de alimentación es asimétrica para los distintos ángulos θ , algo que no ocurre en el plano H (Figura 3.56).

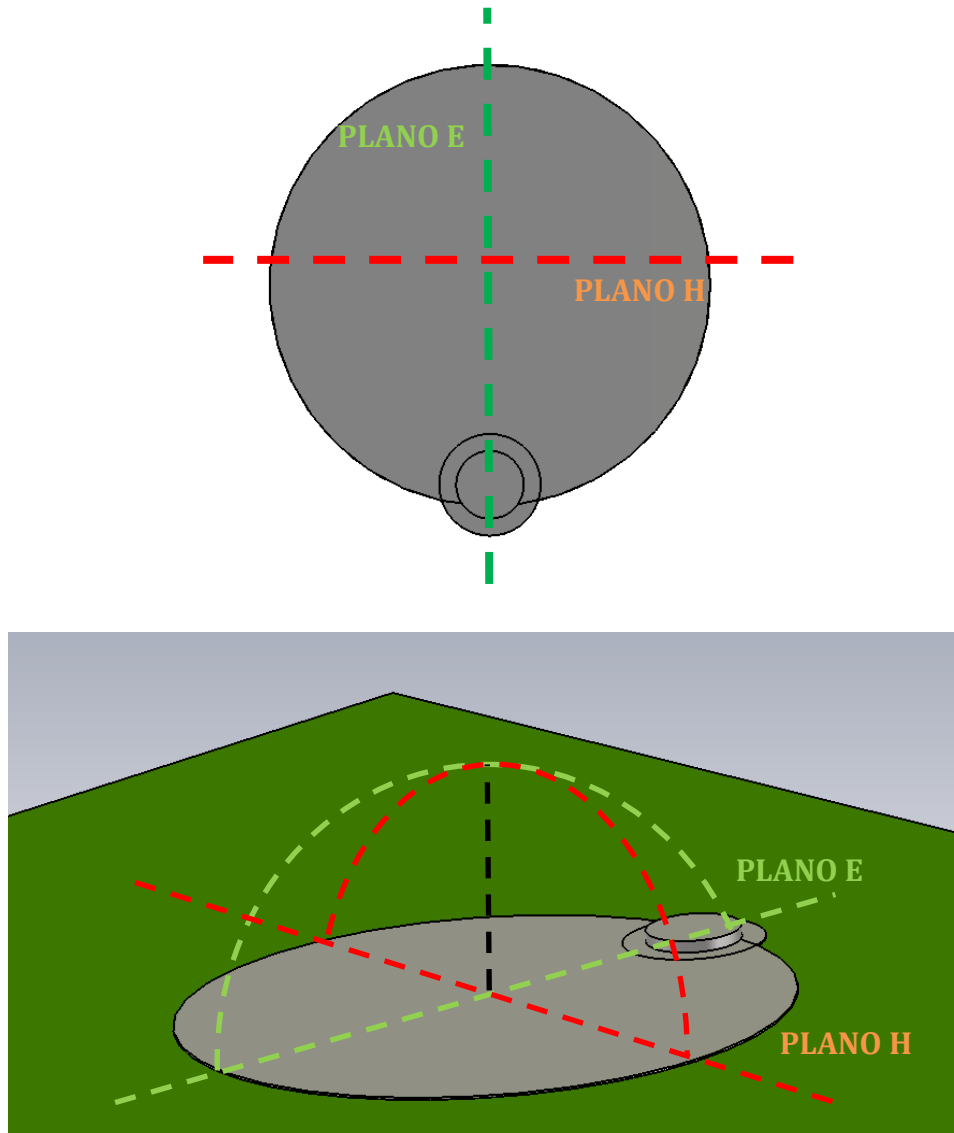


Figura 3.56. Asimetría de la vía de alimentación del parche respecto al plano E.

En resumidas cuentas, se ha diseñado una agrupación bidimensional de 2x2 parches circulares apilados, alimentados por una red corporativa con tecnología SIW y excitada mediante coaxial en su punto central. El ancho de banda de esta antena es limitado debido a las reducidas dimensiones de la misma, pero ofrece notables prestaciones en radiación, gracias a unos reducidos lóbulos secundarios y una alta ganancia.

4. CONSTRUCCIÓN Y MEDIDA

4.1. Consideraciones previas

Con vistas al diseño real, se han diseñado en CST una serie de elementos para facilitar la construcción de la estructura:

- 8 taladros de 2,1 mm de diámetro en el perímetro de la antena, para insertar en ellos tornillos de M2. Atraviesan la estructura entera (Figura 4.1 arriba, izda.).
- 2 taladros de 2,1 mm de diámetro a ambos lados del centro de la estructura, en los cuales se introducirán los tornillos que sujetarán el conector coaxial de la antena. Atraviesan la estructura entera (Figura 4.1 arriba, dcha.).
- Un vaciado en el plano de masa del sustrato de los parches inferiores, en forma de H, para dar cabida a las cabezas de las vías de la SIW y el estaño con que éstas se soldarán. También se realizará un pequeño vaciado sobre las vías adaptadoras, con el mismo fin (Figura 4.1 abajo, izda.).
- Un taladro de 3 mm de diámetro en el centro del sustrato de los parches inferiores, para evitar que el alma del conector o el estaño de su soldadura levanten el sustrato bajo el que se hallan (Figura 4.1 abajo, dcha.).

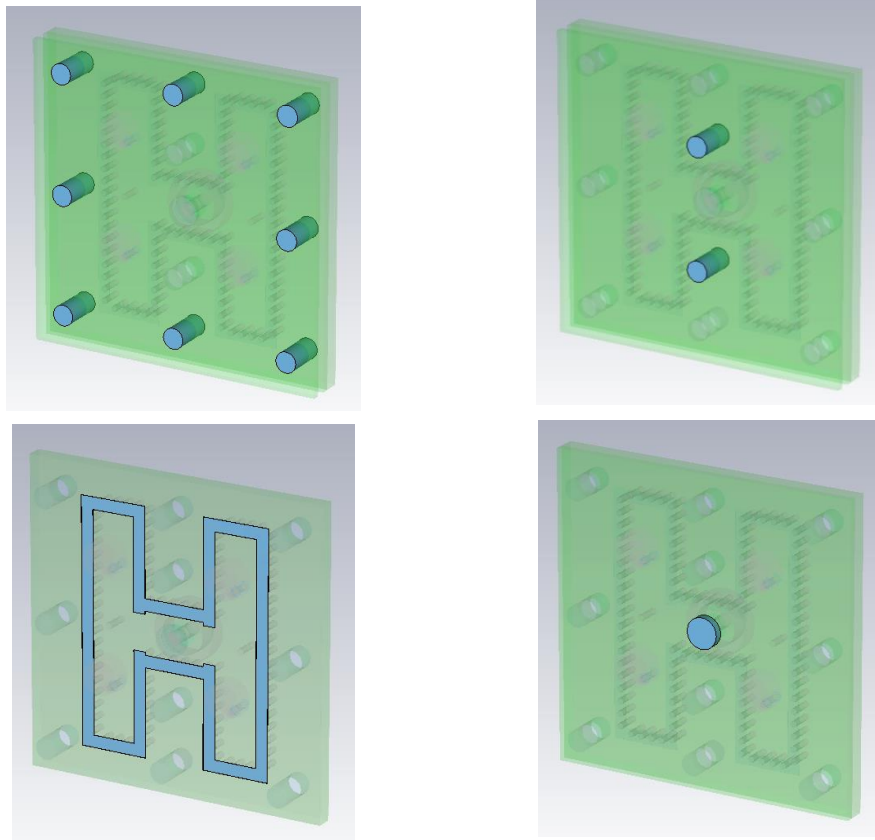


Figura 4.1. Elementos de la antena con fines mecánicos.

La antena con estas modificaciones también ha sido simulada, para comprobar que el comportamiento radioeléctrico no se viera afectado. Tras esto, se procede a generar desde CST los archivos necesarios para construir. Para más detalles acerca de este punto, consultar el Anexo C de esta memoria.

4.2. Resultados experimentales

Tanto la fabricación de la antena como su posterior medición se han realizado íntegramente en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior. Ambos procesos se detallan en los Anexos C y D, respectivamente. La antena completamente montada puede verse en las fotografías siguientes. Sus dimensiones son 30 x 30 x 4,102 mm.

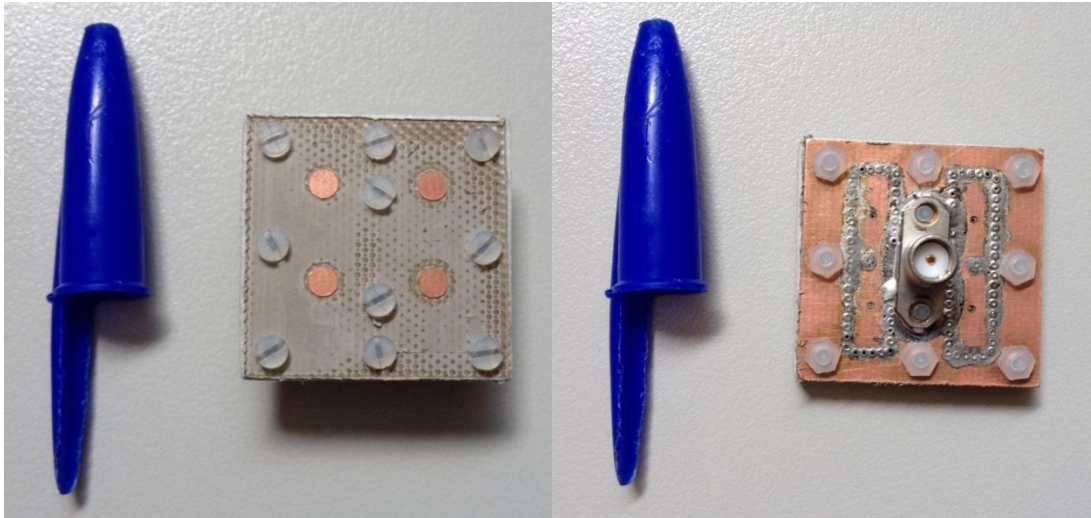
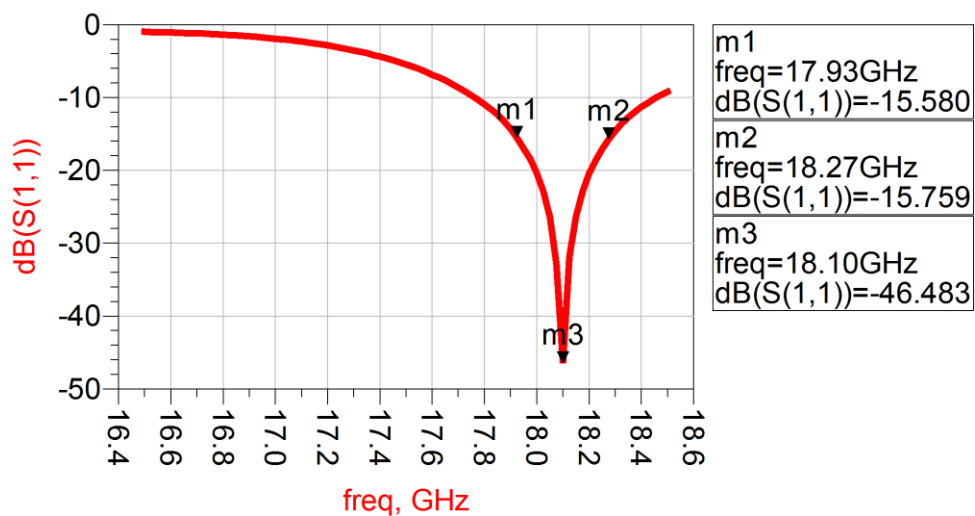


Figura 4.2. Vista superior e inferior, respectivamente, de la antena construida.

En el caso de la fase de medida, se han realizado diversas pruebas, aprovechando la facilidad con que pueden retirarse y cambiar los dos sustratos superiores (*FOAM* y parches superiores). A continuación se presentan los resultados obtenidos.

4.2.1. Adaptación

La adaptación medida con el analizador de redes de la cámara anecoica se puede observar en la Figura 4.3.



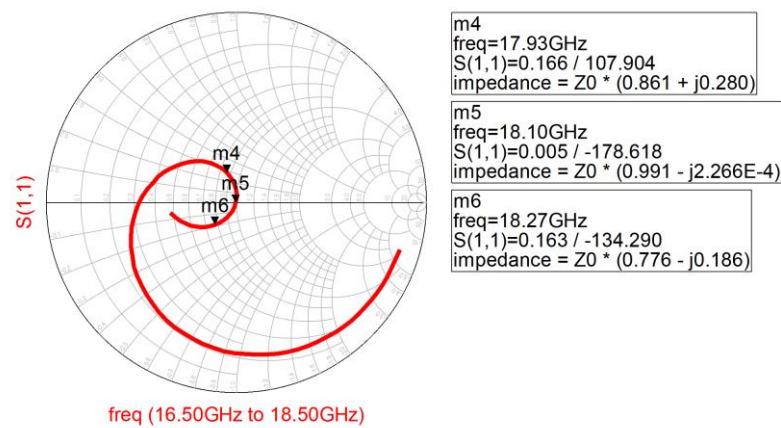


Figura 4.3. Adaptación medida de la antena construida.

El ancho de banda a -15 dB es de aproximadamente 350 MHz (2,06%) (desde 17,93GHz hasta 18,27 GHz), algo mayor que el esperado por las simulaciones (300 MHz o 1,76%). La adaptación medida se caracteriza por presentar la frecuencia de resonancia en 18,1 GHz, por encima del valor de diseño de 17 GHz. Esta desviación puede deberse a multitud de factores, principalmente relacionados con la fabricación de la estructura. Uno de los principales problemas de un diseño multicapa como el que aquí se expone es la correcta unión de los distintos sustratos. Al estar unidos mediante tornillería, es factible que aparezcan *gaps* de aire entre los distintos sustratos, los cuales pueden afectar de manera importante a la adaptación de la antena. Para comprobarlo, se han realizado simulaciones, representando estos *gaps* como una capa uniforme de aire. Los resultados (Figura 4.4) muestran un aumento en la frecuencia de resonancia, conforme se incrementa el espesor de la capa de aire simulada. Esta capa se ha situado entre el material *foam* y el sustrato de los parches superiores.

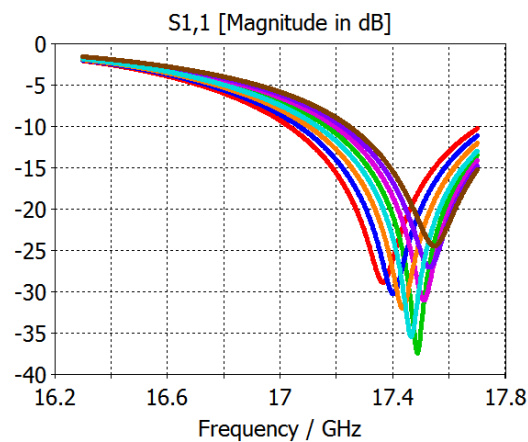


Figura 4.4. Variación de la frecuencia de resonancia con respecto al gap de aire.

Además de estos *gaps* de aire, cabe recordar que los valores de los espesores de los sustratos tienen una cierta tolerancia, indicada por el fabricante en la hoja de datos del material. Para el caso del material RF35 de espesor 0,762 mm, Taconic plantea una tolerancia de $\pm 0,05$ mm [7]. Un cambio de estas características en el espesor del sustrato a una frecuencia de trabajo tan alta se materializa en una fuerte variación en la frecuencia de resonancia, como se observa en la Figura 4.5.

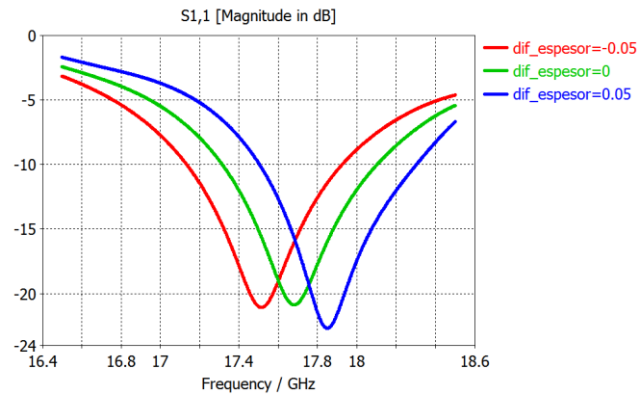


Figura 4.5. Adaptación en función de la variación del espesor de los sustratos de los parches, para un gap de aire de 0,2 mm entre la SIW y los parches inferiores, y entre éstos y los superiores.

Por tanto, podemos concluir que la diferencia entre la frecuencia de diseño y la frecuencia de resonancia de la antenna construida se debe probablemente a variaciones en el espesor de los sustratos dieléctricos, y a la aparición de núcleos de aire entre los mismos, debido a una unión imperfecta.

Aprovechando la posibilidad de desmontar las capas superiores de la antenna con tan solo retirar unos tornillos, se han tomado medidas de la adaptación con distintas configuraciones (Figura 4.6). De estas medidas se desprende que la posición más óptima de los parches es la inicialmente propuesta, es decir, con un sustrato de *foam* de 1 mm, y con los parches superiores boca arriba.

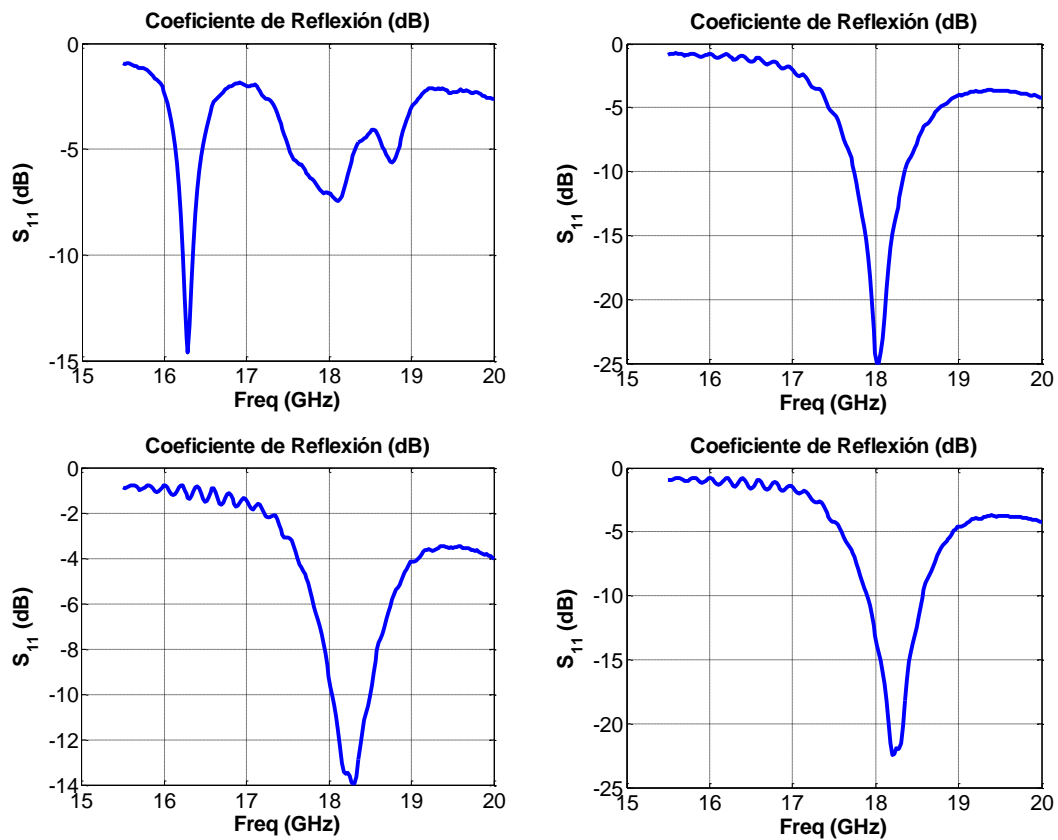


Figura 4.6. Adaptación: sin *foam* ni parches superiores (arriba izda), con los parches superiores boca abajo (arriba dcha), con 2 mm de *foam* y los parches superiores boca arriba (abajo izda), y con 2 mm de *foam* y los parches superiores boca abajo (abajo dcha).

4.2.2. Ganancia y eficiencia de radiación

La ganancia de la antena se ha calculado utilizando las medidas y las fórmulas descritas en el Anexo D de esta memoria. Los resultados se presentan a continuación (Figura 4.7).

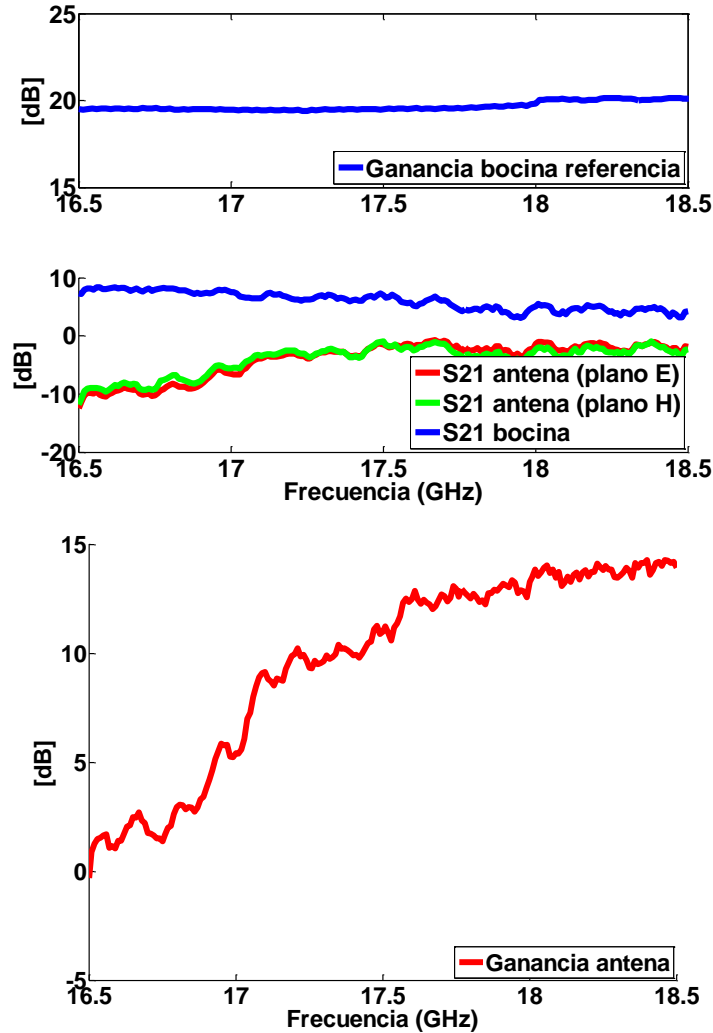


Figura 4.7. Parámetros de transmisión medidos de la antena (arriba) y ganancia medida de la antena (abajo).

La ganancia obtenida a la frecuencia de resonancia de la antena construida (18,1 GHz) es de 13,08 dB, un valor muy próximo a los 13,34 dB obtenidos de la simulación de la antena final. Además, podemos calcular la eficiencia de radiación de la antena, a partir de la directividad obtenida en la simulación:

$$\xi_{rad} = G_{0,dB} - D_{0,dB} = 13,08dBi - 13,85dBi = -0,77dB \equiv 83,75\%$$

Es un valor de eficiencia de radiación muy destacable, teniendo en cuenta las imprecisiones inherentes al proceso de construcción y que pueden afectar severamente al comportamiento radioeléctrico de la antena.

4.2.3. Diagrama de radiación

El diagrama de radiación de la antena se ha medido en los dos planos principales, plano E y plano H. En cada caso, se han tomado muestras a cuatro frecuencias: la de diseño (17 GHz), las frecuencias extremo del ancho de banda a -15 dB (17,89 GHz y 18,34 GHz) y la frecuencia de resonancia (18,16 GHz). En la Figura 4.9 pueden verse los resultados en coordenadas cartesianas, normalizados al máximo de la componente copolar de cada frecuencia; en la Figura 4.10 se muestran en coordenadas polares. Se vuelve a mostrar la componente copolar simulada en ambos planos (Figura 4.8) para compararla con la medida.

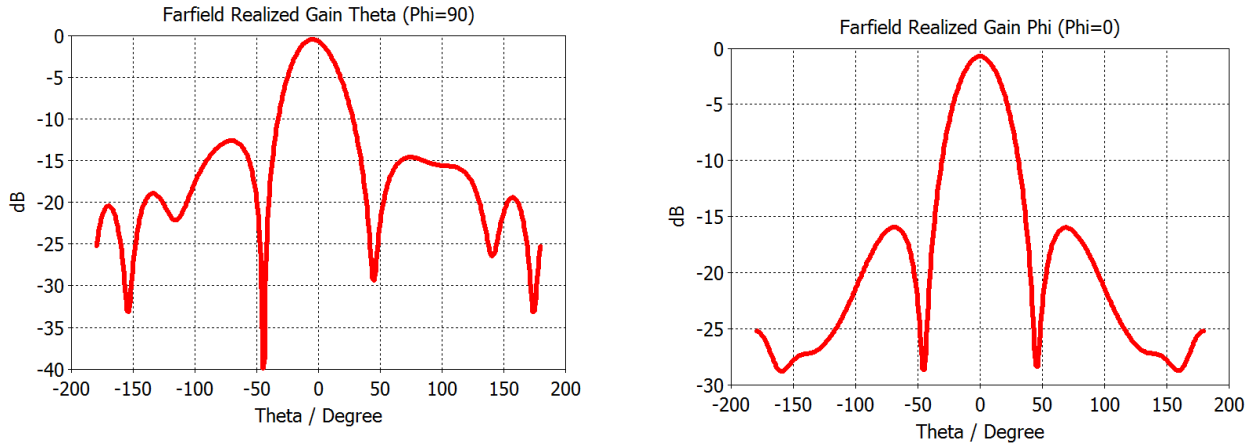


Figura 4.8. Diagrama de radiación simulado en el plano E (izda) y en el plano H (dcha).

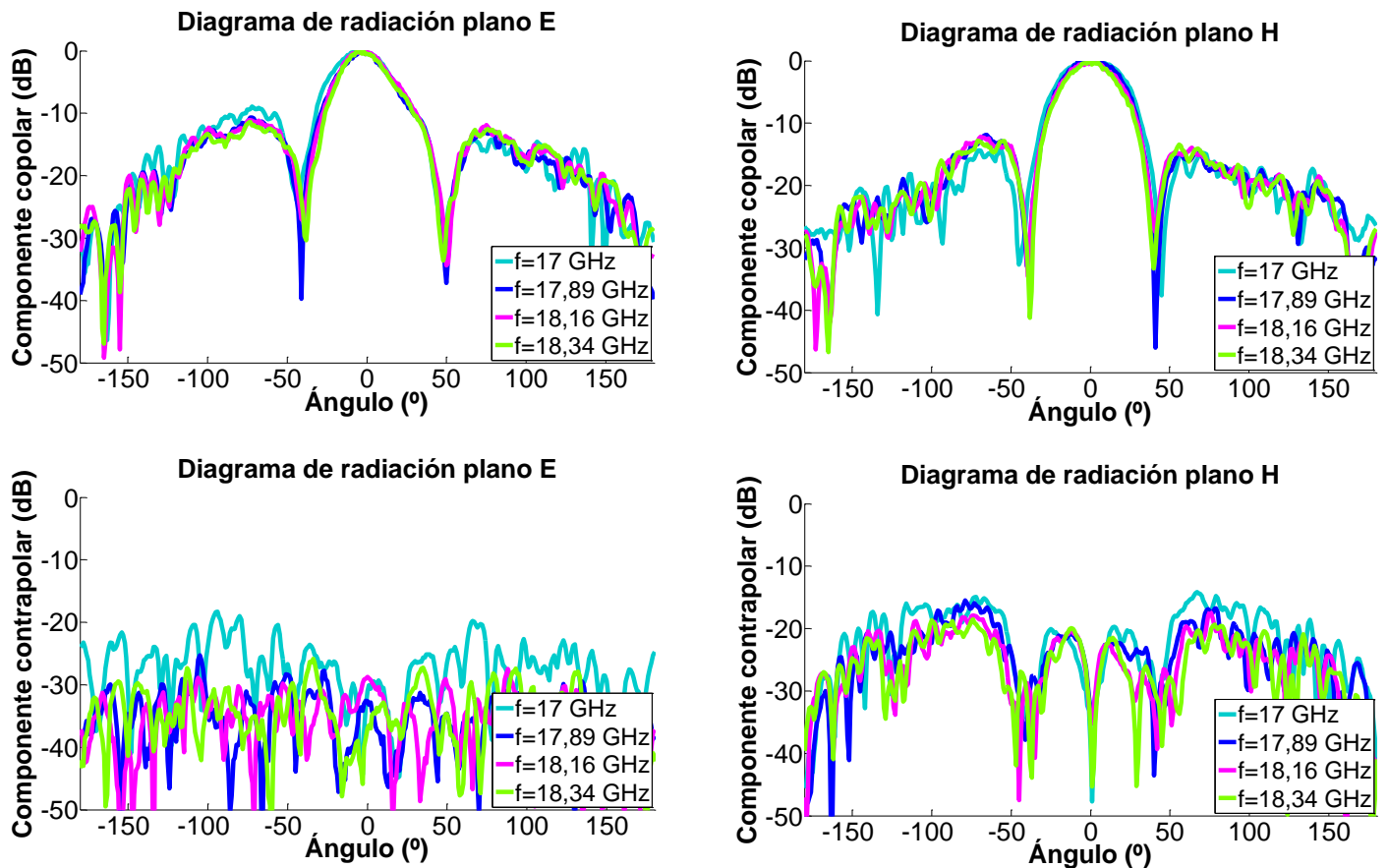


Figura 4.9. Diagrama de radiación medido en el plano E (izquierda) y en el plano H (derecha).

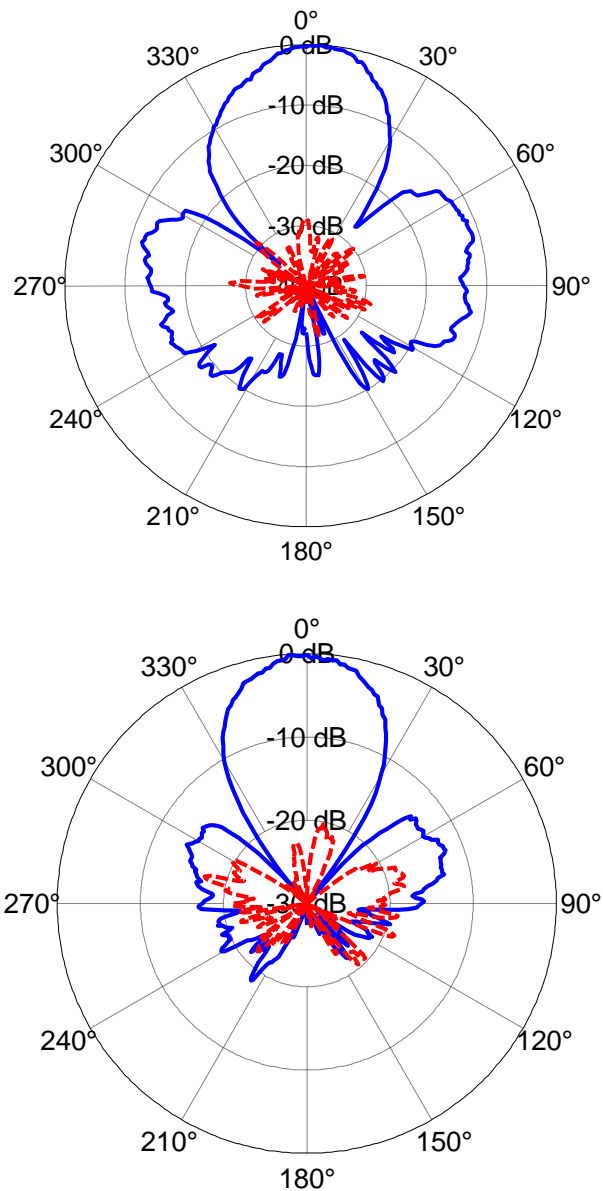


Figura 4.10. Diagrama de radiación medido en el plano E (arriba) y plano H (abajo), a la frecuencia de resonancia 18,16 GHz y normalizado al máximo de la componente copolar.

Es muy destacable la gran similitud existente entre los diagramas de radiación de la componente copolar simulados y medidos. Además de tener una forma muy pareja, sus características más notables (ancho de haz y nivel de lóbulos secundarios) son bastante próximas, como se recoge en la Tabla 4.1.

Parámetro	Simulado	Medido
$\Delta\theta_{E,-3dB}$	35,3°	29°
$\Delta\theta_{H,-3dB}$	36,7°	35°
SLL_E	-12,1 dB	-11,08 dB
SLL_H	-15,2 dB	-11,88 dB

Tabla 4.1. Comparativa entre valores simulados y medidos.

Lo más destacable de los datos recogidos en la tabla anterior es el nivel de lóbulos secundarios, que se mantiene por debajo del umbral de los -10 dB. El ligero incremento con respecto a los valores simulados puede deberse a la presencia de elementos metálicos cercanos a la antena durante su medición, como pueden ser los tornillos de sujeción a la torre de la cámara anecoica.

5. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

5.1. Conclusiones

En el presente escrito se ha seguido el proceso de diseño, simulación, construcción y medida de una antena destinada a funcionar en la banda Ku, de tipo agrupación bidimensional, formada por cuatro elementos radiantes con polarización lineal, y excitados mediante una red de alimentación de tipo paralelo, fabricada en tecnología SIW.

Inicialmente se ha estudiado la posibilidad de utilizar ranuras como elemento radiante, pero debido a las limitaciones de espacio, y en aras de un adecuado comportamiento en radiación, finalmente se ha optado por emplear parches circulares apilados. En un primer momento, el diseño de antena de parches se sustentaba en una red de guía de onda de 6,5 mm de ancho, pero debido a las restricciones espaciales, ha sido preciso rehacer el diseño con guía de ancho 5 mm.

Las simulaciones han demostrado que existe una oposición entre una buena adaptación y un diagrama de radiación con lóbulos secundarios bajos. Se hace patente que el diseño con guía de 6,5 mm ofrece una adaptación buena en toda la banda de trabajo, si bien presenta unos lóbulos secundarios inaceptables en el diagrama de radiación. Por el contrario, la antena con guía de 5 mm permite colocar los elementos radiantes más cerca, disminuyendo así el nivel de los lóbulos secundarios, en detrimento del ancho de banda en adaptación, que se ve mermado debido a que los modos superiores no se atenúan lo suficiente en tramos de guía tan cortos. Ante esta disyuntiva, se ha alcanzado una solución de compromiso, que se ha decidido llevar a la práctica mediante la fabricación íntegra en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior de la estructura.

Los resultados obtenidos en las pruebas experimentales, efectuadas asimismo en la Escuela, han resultado satisfactorios. Si bien la antena no opera a la frecuencia para la cual fue diseñada, los buenos resultados obtenidos, principalmente en diagrama de radiación, demuestran que el diseño de la antena es correcto. Esta afirmación se refuerza si los resultados experimentales se comparan con los derivados de las simulaciones, pues existe una importante similitud entre ellos. Se ha encontrado una posible explicación a la variación en la frecuencia de resonancia, consistente en la aparición de bolsas de aire entre los distintos sustratos. La tolerancia del espesor de los sustratos dieléctricos también ha demostrado afectar a la frecuencia de resonancia, más si cabe que los *gaps* de aire.

5.2. Trabajo futuro

Con vistas a continuar con el trabajo realizado, se proponen una serie de objetivos a perseguir en un futuro. El principal reto consiste en lograr un mayor ancho de banda en adaptación, para lo cual se propone el diseño de la red de alimentación en tecnología microstrip, la misma que los parches. La tecnología SIW proporciona un escaso ancho de banda en dimensiones tan reducidas, pero aun así tiene menos pérdidas que la tecnología microstrip. Por ello, una línea de trabajo futura sería emplear la SIW en una red de alimentación de mayores dimensiones, que abastezca una agrupación de antenas como la diseñada (cuyos parches estarían alimentados por una red en microstrip).

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Trabajo Fin de Máster: “Desarrollo de arrays planos de alta ganancia sobre tecnología de guía impresa”. Autor: Pablo Sánchez Olivares.
- [2] Booker, H.G., "Slot aeriels and their relation to complementary wire aeriels (Babinet's principle)," *Electrical Engineers - Part IIIA: Radiolocation, Journal of the Institution of*, vol.93, no.4, pp.620,626, 1946
- [3] Li Yan; Wei Hong; Guang Hua; Chen, Jixin; Ke Wu; Cui, Tie-Jun, "Simulation and experiment on SIW slot array antennas," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol.14, no.9, pp.446,448, Sept. 2004
- [4] John D. Kraus. “Antennas”. McGraw Hill, 1988
- [5] Mikulasek, T.; Georgiadis, A.; Collado, A.; Lacik, J., "2 × 2 Microstrip Patch Antenna Array Fed by Substrate Integrated Waveguide for Radar Applications," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol.12, no., pp.1287,1290, 2013
- [6] Proyecto Final de Carrera: “Diseño de un array lineal de parches sobre guía de sustrato integrado para banda Ku”. Autor: David García Valverde.
- [7] http://www.taconic-add.com/pdf/taconic-laminate_material_guide.pdf
- [8] Swapnil S. Thorat, R.C. Jaiswal, Dr. Rajkumar, Dr. S.D.Lokhande. “Efficient technique for Bandwidth Improvement of Microstrip Patch Antenna: Narrowband to UltrawideBand”, *International Journal of Computer Networks and Wireless Communications (IJCNWC)*, vol.2, no.6, pp.728-732, Dec. 2012.
- [9] Sanchez-Olivares, P.; Masa-Campos, J.L., "Novel Four Cross Slot Radiator With Tuning Vias for Circularly Polarized SIW Linear Array," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.62, no.4, pp.2271,2275, April 2014
- [10] P. Chen, W. Hong, Z. Kuai, and J. Xu, “A substrate integrated waveguide circularly polarized slot radiator and its linear array,” *IEEE Antennas and Wireless Propag. Letters*, vol. 8, pp. 120 – 123, 2009.
- [11] Proyecto Final de Carrera: “Diseño de un array de parches de alta ganancia sobre siw para banda Ku”. Autor: Guillermo Gálvez Millán.
- [12] Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Considerations of a Substrate Integrated Waveguide
- [13] D. Deslandes and K. Wu, “Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Considerations of Substrate Integrated Waveguide,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, pp. 2516-2526, June 2006.
- [14] Jorge Alfonso Ruiz Cruz. Medios de Transmisión, 2012. Asignatura de Grado de Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid.
- [15] José Luis Masa Campos. Antenas y Compatibilidad Electromagnética, 2014. Asignatura de Grado de Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid.

Anexo A. TIEMPOS DE DESARROLLO

	2013				2014					
	SEPTIEMBRE	OCTUBRE	NOVIEMBRE	DICIEMBRE	ENERO	FEBRERO	MARZO	ABRIL	MAYO	JUNIO
1										
2										
3										
4										
5										
6										
7										
8										
9										
10										
11										
12										

Índice de actividades:

1. Estudio del estado del arte
2. Diseño de la red de alimentación en guía de 5 mm
3. Diseño de la red de alimentación en guía de 6,5 mm
4. Diseño del parche en guía de 6,5 mm
5. Diseño de la red de alimentación en guía de 6,5 mm
6. Integración del array completo en guía de 6,5 mm
7. Diseño de la red de alimentación en guía de 5 mm
8. Diseño del parche en guía de 5 mm
9. Integración del array completo en guía de 5 mm
10. Construcción
11. Medida
12. Análisis de resultados

Anexo B. SOFTWARE

CST Microwave Studio

CST Microwave Studio es un programa de simulación electromagnética que permite diseñar estructuras tridimensionales y estudiar su comportamiento radioeléctrico a altas frecuencias. Sus puntos fuertes son una gran versatilidad a la hora de diseñar estructuras 3D, la posibilidad de definir la precisión de los cálculos a través del mallado, y la exportabilidad de los resultados a otros programas más propicios para su tratamiento. En la escuela se dispone de la versión 2012, que ha sido la empleada en el presente trabajo.

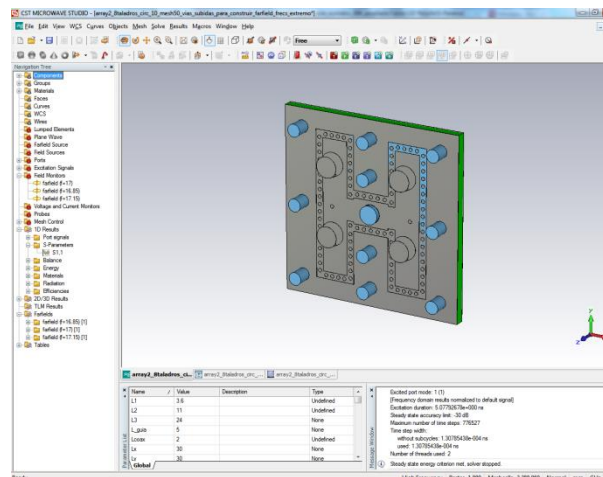


Figura B.1. Interfaz de CST Microwave Studio.

Advanced Design System (ADS)

ADS es un programa de simulación de circuitos, donde se puede analizar su comportamiento radioeléctrico, e incluso diseñar físicamente. Tiene una ingente cantidad de librerías donde se pueden obtener elementos de todo tipo (líneas de transmisión, filtros, elementos pasivos...). Además, permite integrar en el circuito parámetros extraídos de CST, lo cual permite predecir el comportamiento de una antena diseñada en CST dentro de un sistema de mayores dimensiones. La versión disponible en la Escuela y empleada en este trabajo es la 2011.

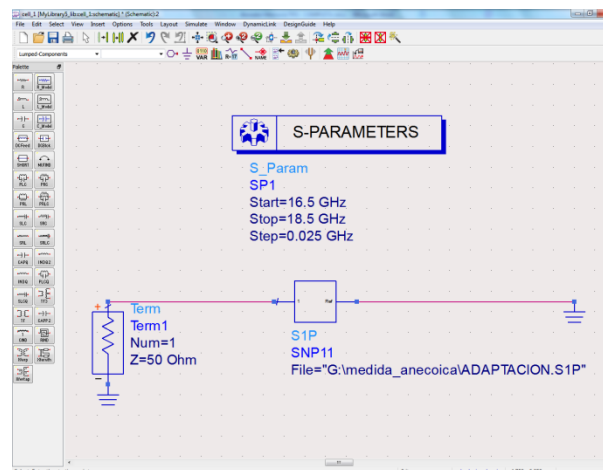


Figura B.2. Interfaz de ADS.

Anexo C. CONSTRUCCIÓN

Para la fabricación de la antena se ha hecho uso de los medios disponibles en la Escuela Politécnica Superior. La construcción ha tenido lugar en su mayor parte en el Taller de Circuitos Impresos, donde se dispone de una fresadora para realizar los circuitos, y de soldadores para realizar las uniones con estaño.

Preparación

Tras diseñar en CST los elementos comentados en el punto 4.1 de la memoria, se han exportado en formato DXF tres archivos por cada sustrato, correspondientes a los vaciados de cobre de la capa inferior (*bottom*), de la capa superior (*top*), y los taladros. A continuación, estos archivos se han importado en ADS, donde se han realizado las modificaciones pertinentes para generar los archivos Gerber, que serán los que se llevarán a la máquina fresadora. Por ejemplo, hacer taladros de 0,7 mm de diámetro para las vías de 0,6 mm de diámetro, para una correcta colocación de las mismas. También se define a qué capa pertenece cada elemento. En el caso que nos ocupa, se asignan cuatro capas: *PECO* para el borde de la placa, *hole* para los taladros, *cond* para los vaciados de cobre del plano de masa inferior, y *cond2* para los vaciados del plano superior.

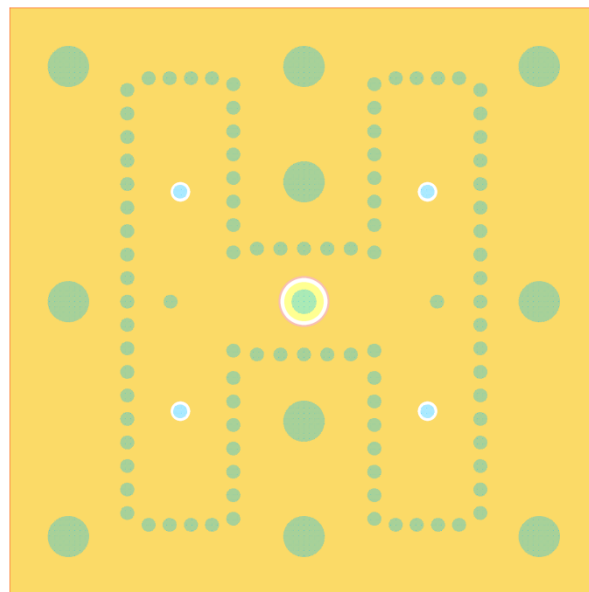


Figura C.1. Gerber correspondiente al sustrato de la SIW.

Construcción de los circuitos en la fresadora

Tras estas modificaciones en ADS, se exporta el resultado a archivos Gerber (uno por cada capa). Con estos archivos, el trabajo se traslada al taller de circuitos impresos, donde se cargan al ordenador conectado a la fresadora. Se emplea el software CircuitCAM para convertir los Gerber en archivos LMDR, utilizados por la máquina fresadora.

Antes de comenzar el proceso de fabricación, se han de escoger y colocar las puntas que utilizará la máquina para realizar los taladros, los cortes y los vaciados

en la capa de cobre. Esta selección se ha de realizar teniendo presentes los diámetros de los taladros y vaciados a efectuar sobre la placa.

El software CircuitCAM sigue las distintas fases que atravesará la fresadora durante la construcción del circuito. El usuario deberá hacer lo propio, operando según convenga en cada etapa. Por ejemplo, cuando la máquina termine de trabajar en la capa superior, será necesario dar la vuelta a la plancha de sustrato, dejando a la vista la cara sobre la que se trabajará. También habrá que hacer que la fresadora lea las marcas fiduciales, lo cual es imprescindible en un circuito de doble capa como los que son objeto de este trabajo.

Tras realizar los vaciados de cobre en sendas capas, se realizan los taladros, y por último, el corte de la placa. El resultado se observa en la Figura C.2.

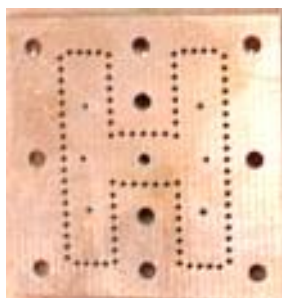


Figura C.2. Placa correspondiente a la red de alimentación en SIW.

Colocación de las vías

Con los taladros de la SIW ya efectuados, hay que colocar las vías que la definirán. Este es un proceso manual y lento, pues se colocan una a una, mediante el útil de la Figura C.3.



Figura C.3. Remachadora FAVORIT de la marca Bungard, empleada para colocar las vías.

Las vías son remaches huecos de 0,6 mm de diámetro, de la misma marca que la remachadora. Es importante saber que el remache tiene una cabeza que no queda a ras de la placa de circuito, sino que tiene un cierto relieve. Esto puede resultar fatal si sobre estas cabezas se va a asentar otro sustrato dieléctrico, pues provocará la aparición de aire entre ambos sustratos, afectando seriamente al comportamiento en adaptación de la antena. Por ello, se decide colocar las cabezas de los remaches en la capa inferior del sustrato de la SIW, donde no habrá ningún

otro sustrato asentado. De esta manera, se introduce la vía en un fino cilindro de la base de la remachadora (Figura C.4).



Figura C.4. Detalle de la vía colocada en la remachadora.

Una vez logrado, se hace coincidir la vía con uno de los taladros de la SIW sobre la placa, y se introduce por completo (Figura C.5).

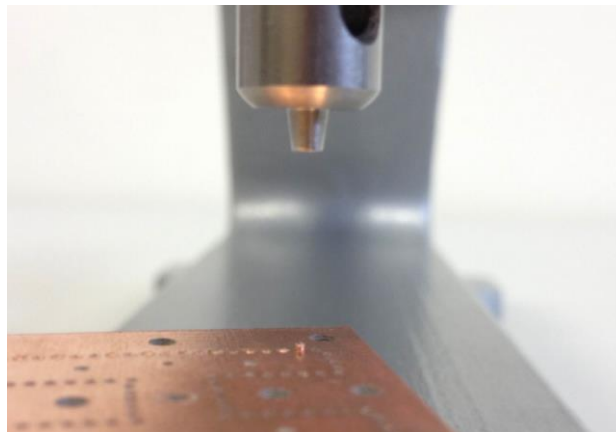


Figura C.5. Vía introducida en uno de los taladros del circuito.

Finalmente, se aplasta la vía haciendo bajar el vástago de la remachadora. Prosiguiendo de esta manera, se logra el resultado de las siguientes imágenes.

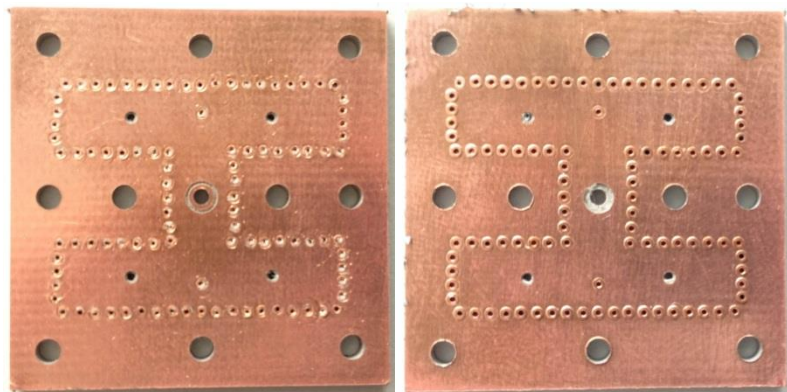


Figura C.6. Vista de la placa con todas las vías insertadas. A la izquierda, la parte remachada (capa superior). A la derecha, las cabezas de las vías (capa inferior).

Colocación del conector y soldaduras

Es preciso soldar las vías al plano de masa para realizar una correcta conexión eléctrica. El siguiente paso es preparar el conector SMA de 50 Ω , para lo cual primero se retira completamente el dieléctrico (en blanco en la Figura C.7), y luego se corta el alma y se lima hasta que, una vez atornillado el conector al circuito, el alma quede a ras del mismo. Por último, se suelda en su base al plano de masa del circuito (Figura C.8) y el alma al anillo metálico de la capa superior.

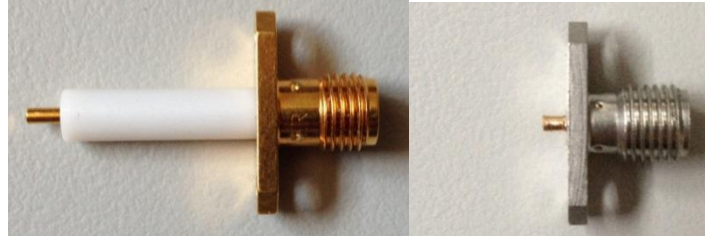


Figura C.7. Conector SMA antes y después de adaptarlo a las necesidades del circuito.

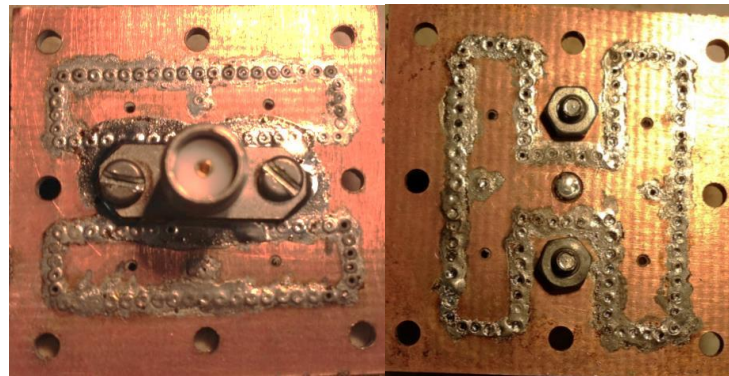


Figura C.8. Base del circuito con el conector exterior soldado al plano de masa (izquierda) y parte superior, donde se observa en el centro la soldadura del alma, con un vaciado de cobre a su alrededor.

Hecho esto, se fabrican en la fresadora los otros dos sustratos (Figura C.9).

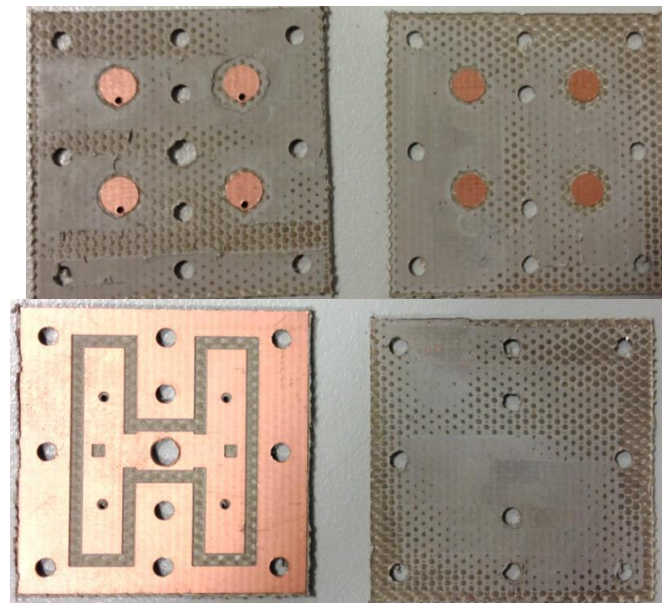


Figura C.9. Vista superior e inferior de los sustratos de los parches.

El siguiente paso es soldar las vías de alimentación de los parches a éstos. Para ello, se fija mediante tornillos el sustrato de los parches inferiores al de la SIW, se introducen las cuatro vías en los taladros pertinentes, y se aplica una pequeña cantidad de estaño (Figura C.10).

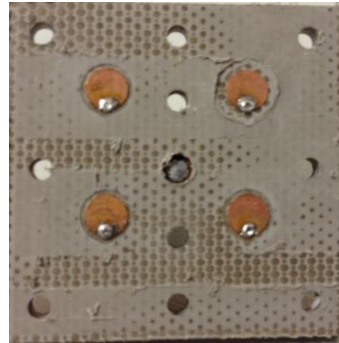


Figura C.10. Parches con sus vías de alimentación soldadas.

A continuación, se recorta una lámina de sustrato *foam* de 1 mm de espesor, y se le efectúan los taladros correspondientes a los tornillos que la atravesarán (Figura C.11), mediante un punzón.

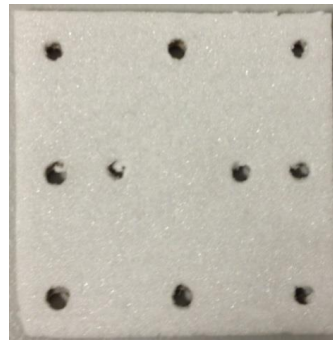


Figura C.11. Sustrato de material *foam*.

Finalmente, se coloca el *foam* y el sustrato de parches superiores sobre los parches inferiores, y se aprieta toda la estructura con tornillos de nailon de métrica 2 y 6 mm de largo. El resultado final se observa en la Figura .

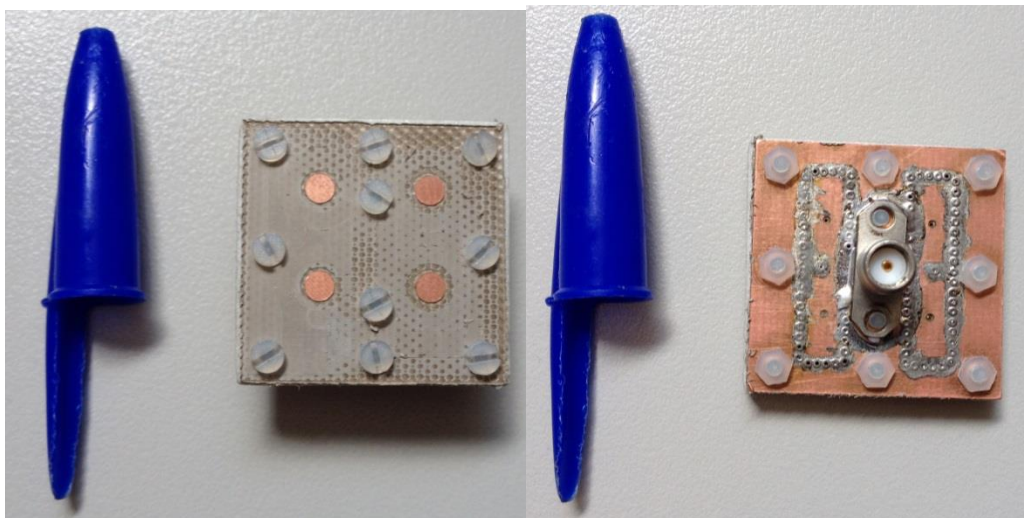


Figura C.12. Vista superior (izquierda) e inferior (derecha) de la estructura final.

Anexo D. MEDIDA

Al igual que la construcción, la medida de las características radioeléctricas de la antena se ha desarrollado por completo en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior.

Medida de parámetros S

Tanto la reflexión como la transmisión de potencia se miden con un analizador de redes. El modelo utilizado para la medida de la antena objeto de este trabajo es el Agilent E5071C (Figura), que opera hasta los 20 GHz de frecuencia.



Figura D.1. Analizador de redes Agilent E5071C

Mediante unos cables flexibles Agilent 85131E, válidos para frecuencias hasta 26,5 GHz, se puede conectar la antena bajo estudio directamente al analizador de redes, para así medir la adaptación. Es importante servirse también de un conjunto de pirámides absorbentes de radiación (Figura) como los que recubren la cámara anecoica, y que permiten evitar interferencias y reflexiones indeseadas durante la medida.

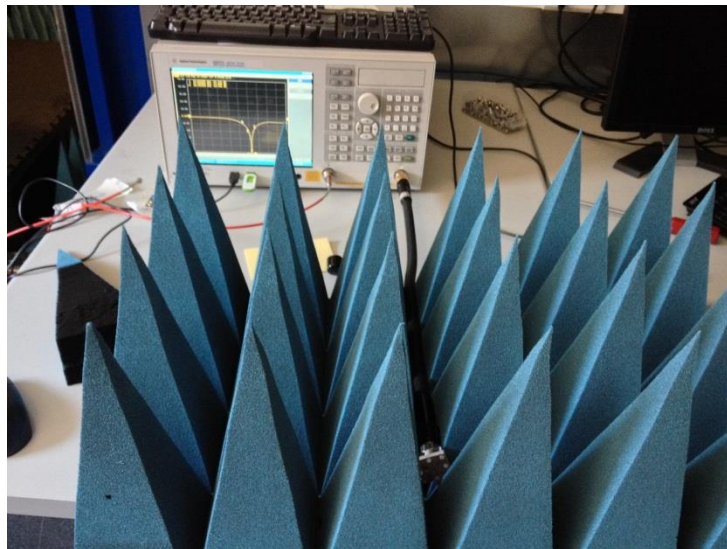


Figura D.2. Medición de la adaptación de la antena mediante el analizador de redes.

Medida de la ganancia

La Figura D.3 es un esquema del sistema de medición que conforma la cámara anecoica de la Escuela (Figura D.4). La antena en transmisión es una bocina, diferente en función del rango de frecuencias a evaluar. En recepción se colocan las antenas que van a ser sometidas a medida.

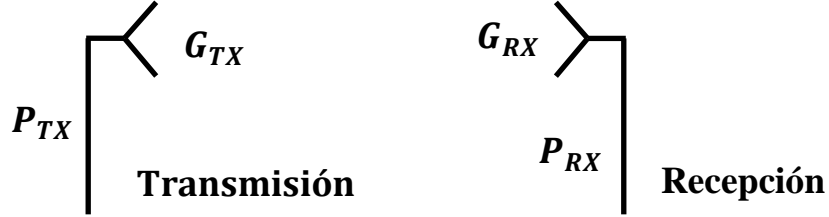


Figura D.3. Esquema del sistema de medición de la cámara anecoica.

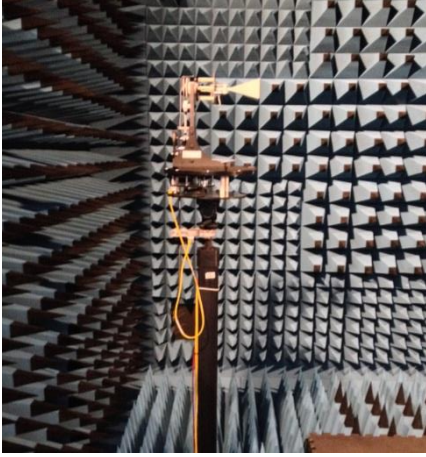


Figura D.4. Interior de la cámara anecoica, donde se aprecia el recubrimiento de material absorbente, y en primer plano la torre donde se sujeta la antena bajo estudio.



Figura D.5. Bocina empleada como referencia para medir la ganancia de la antena bajo estudio.

En el esquema anterior, es inmediato que

$$P_{RX} = P_{TX} + G_{TX} + G_{RX} \quad (D.1)$$

Si colocamos en recepción otra bocina, podemos calcular sus parámetros de transmisión como

$$S_{21,BOC} = P_{TX,REF} + G_{TX,REF} + G_{BOC} \quad (D.2)$$

Donde el subíndice BOC alude a la bocina en recepción, y REF a la bocina de referencia que actúa como antena transmisora. A continuación, se puede sustituir la bocina en recepción por la antena que verdaderamente se desea medir, cuyos parámetros de transmisión se calculan como

$$S_{21,ANT} = P_{TX,REF} + G_{TX,REF} + G_{ANT} \quad (D.3)$$

Combinando las ecuaciones D.2 y D.3, se logra una expresión para calcular la ganancia de la antena bajo estudio:

$$G_{ANT} = S_{21,ANT} - S_{21BOC} + G_{BOC} \quad (D.4)$$

De esta manera, primero se mide la transmisión de una determinada bocina (Figura D.5), y a continuación se hace lo propio con la antena a medir (ambas mediante el analizador de redes conectado a la cámara anecoica). Junto con la ganancia de la bocina, conocida de antemano, se calcula fácilmente la ganancia de la antena bajo estudio.

Medida del diagrama de radiación

La medida del diagrama de radiación se realiza instalando la antena bajo estudio en la torre de la cámara anecoica. Actuará como antena receptora de la señal que emite una bocina fija en el otro extremo de la estancia. El plano medido depende de la colocación de esta bocina transmisora. Para poder medir la componente copolar y la contrapolar en ambos planos, es preciso realizar medidas colocando la bocina transmisora tanto en posición horizontal como vertical.



Figura D.6. Medida del plano E (izda) y del plano H (dcha). Se señala con una flecha roja el sentido de la polarización.

La granularidad de la medida angular se puede escoger mediante el software *Antenna Measurement Studio* utilizado para controlar por ordenador la medida en la cámara anecoica. En el caso que nos ocupa, se ha realizado una medida cada grado.

